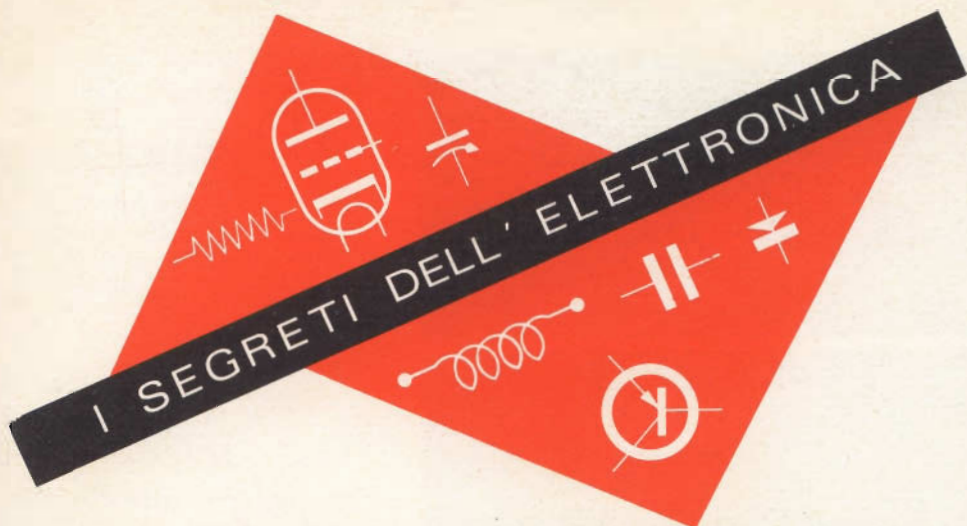
- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S. p. A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440

SVELATI IN FORMA SEMPLICE, CHIARA, PIACEVOLE, CON UN METODO NUOVO E ORIGINALE

VOLETE SAPERE SENZA SFORZO CHE COSA È :
un diodo, un pentodo, il coefficiente di amplificazione, la conversione di frequenza, la reattanza induttiva, il funzionamento del transistore?

VOLETE CONOSCERE CHE COSA È :
l'induzione magnetica, l'emissione secondaria, la rivelazione a diodo, l'uso dell'oscillatore modulato, del misuratore d'uscita, il calcolo di un trasformatore a nucleo di ferro?

SE VI INTERESSA LA MODERNA TECNICA TELEVISIVA E DESIDERATE CAPIRE :
Il funzionamento dell'oscillatore bloccato o del multivibratore, della valvola a reattanza .... e **soprattutto** come si esegue la taratura e la messa a punto di un televisore.

Insomma, se desiderate conoscere come riparare rapidamente e bene radio e televisori e se ci tenete a diventare un tecnico completo, con profonda cultura tecnica (dotato quindi di ALTO PRESTIGIO) non avete che ritagliare il tagliando qui sotto, riempirlo e inviarlo al nostro indirizzo.

Riceverete subito gratis e senza impegno il bollettino per il corso PER CORRISPONDENZA che vi interessa.

I nostri allievi di ogni parte del mondo apprendono SENZA FATICA E IN MODO SORPRENDENTE con il nostro metodo dialogato (a domanda e risposta). Questo metodo permette anche a coloro che hanno frequentato le sole scuole elementari di apprendere i segreti dell'elettronica.

DIVENIRE UN TECNICO RADIO-TV SIGNIFICA APRIRE LE PORTE AL PIÙ AFFASCINANTE AVVENIRE, ALLA PROFESSIONE PIÙ MODERNA E PRESTIGIOSA.

IL TECNICO RADIO-TV NON CONOSCE CRISI O CONGIUNTURA SFAVOREVOLE, ESSO È SEMPRE RICERCATO.

Cominciate a informarvi, non vi costa nulla.

Radioscuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano - La scuola di fiducia

Spett. **Radioscuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano**

Favorite inviarmi subito gratis e senza impegno il bollettino che segno qui sotto con una crocetta nel quadratino:

☐ **Bollettino 01 per il corso per corrispondenza di radiotecnica**

☐ **Bollettino TLV per il corso per corrispondenza di televisione**

Cognome .... Nome ....

Via .... N° .... Città (o paese) ....

Provincia di ....

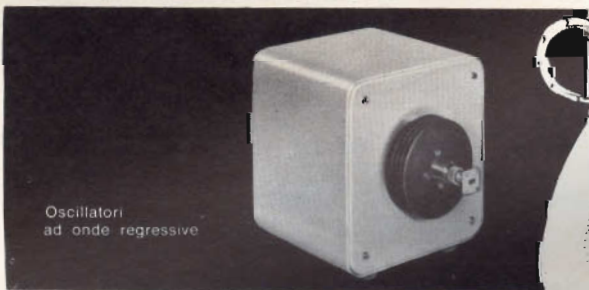
G.B.C./12

Triodi a disco

Klystrons

In tutto il mondo valvole Siemens per alta frequenza

per telecomunicazioni
speciali amplificatrici
trasmittenti e generatrici AF
raddrizzatrici per alta tensione
riceventi

Tubi ad onde progressive

Oscillatori ad onde regressive

162-11-4

SIEMENS & HALSKE AG - COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia:
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 5 - Maggio 1965

SOMMARIO

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati a termini di Legge.

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty n. 4 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell' 1 - 3 - 1957. Stampa: Grafiche CARIM - Corso Sempione, 85 - Milano. Concession. esclusivo per la diffus. in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE - Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

BATTAGLIA DEI COLORI

Quando, nel febbraio 1964, centodieci delegati di diciotto Paesi si riunirono alla Church House di Londra per decidere, fra l'altro, sulla televisione a colori, gli americani erano convinti che il loro sistema (NTSC) sarebbe stato prescelto senza discussione.

Il delegato inglese, convinto della stessa cosa, propose la votazione per alzata di mano; tanto, pensava, siamo tutti d'accordo e conviene guadagnare tempo.

Ma con enorme sorpresa degli americani, degli inglesi e degli olandesi, i soli che con gli altri due diedero il voto favorevole al NTSC, tutti gli altri tennero le mani abbassate.

Che cosa era accaduto? semplicemente che al sistema americano NTSC si era affiancato quello francese SECAM di cui tutti avevano avuto modo di conoscere e di apprezzare i miglioramenti tecnici.

La sicurezza degli americani si basava sulle possenti spalle di David Sarnoff, cittadino americano di origine russa come rivela il nome, fondatore e presidente della R.C.A. Uomo avvezzo a vincere tutte le battaglie della vita, appartiene a quella leggendaria schiera di grossi presidenti che incominciarono, da ragazzi, con lo scopare gli uffici e vendere i giornali.

Sarnoff ha speso 140 milioni di dollari nelle ricerche sulla TV a colori, e altre centinaia di milioni per installare 434 stazioni trasmittenti. Ciò nonostante, la TV a colori segna il passo nella stessa America; infatti, su 95 milioni di apparecchi in bianco e nero, solo 3 milioni sono quelli a colori finora in uso. Per di più, circola negli Stati Uniti la quasi-barzelletta secondo cui si dovrebbe tenere a portata di mano un ingegnere per seguire uno spettacolo televisivo a colori. Accade infatti che il volto rosa-pallido di un'attrice diventi improvvisamente viola, poi giallo come quello di una cinese, poi rosso come una pellirosse mentre i suoi capelli si colorano di verde-mela-acerba; come può accadere che un pomodoro assuma l'aspetto di un limone e che l'azzurro del mare si trasformi in rosso fiamma!

Tutti questi fenomeni non si manifestano nel sistema SECAM, ideato da un francese, il cui nome è Henri de France, personaggio di primo piano nella tecnica televisiva pur se meno noto di Sarnoff.

In breve, la differenza sostanziale fra NTSC e SECAM consiste in ciò: che nel sistema americano i colori rosso e turchino sono trasmessi su una sola onda portante, per cui le loro mescolanze nel percorso sono incontrollabili; nel sistema francese, invece, vi è un'onda portante per ciascun colore; il turchino, trasmesso per primo, « attende » il rosso in uno speciale dispositivo, ed in tal modo i due colori giungono esattamente e distintamente sul video nel medesimo istante.

I componenti del dispositivo sono una « linea di ritardo » e una « piastra di cromaticità ».

Si noti che Henri de France ha realizzato recentemente anche un cinescopio rettangolare meno voluminoso di quello rotondo degli americani, e sul quale i colori si distribuiscono meglio.

Tornando alla riunione di Londra del 1964, dopo il sorprendente risultato negativo della votazione, venne proposto un rinvio al marzo 1965: sede del nuovo incontro, Vienna.

Sarnoff non è rimasto, nel frattempo, con le mani in mano: uomo d'azione da par suo, ha sguinzagliato i suoi incaricati per il mondo intero con lo scopo di pubblicizzare il NTSC. All'Unione Sovietica è giunto a promettere la costruzione gratuita di una fabbrica di televisori del valore di 30 milioni di dollari (diciotto miliardi e settecentocinquanta milioni di lire) come compenso per l'appoggio al sistema americano. Ma i sovietici, che pure intendono realizzare la TV a colori entro il 1967, avendo esaminato in precedenza il SECAM francese, opposero il loro classico «niet».

A Vienna, quindi, battaglia fra i due grandi contendenti; c'è anche il terzo, il sistema tedesco PAL, di cui pochi si occupano.

Le cronache dicono che Sarnoff in America attendeva nervosamente l'esito mentre Henri de France, tranquillo, si occupava nell'attesa del suo hobby preferito: i trenini elettrici.

Poi, come è noto, è intervenuto l'accordo franco-sovietico, per cui ai membri della conferenza di Vienna è rimasto solo di prenderne atto, e di aggiornare la riunione a nuova data. Staremo a vedere come finirà.

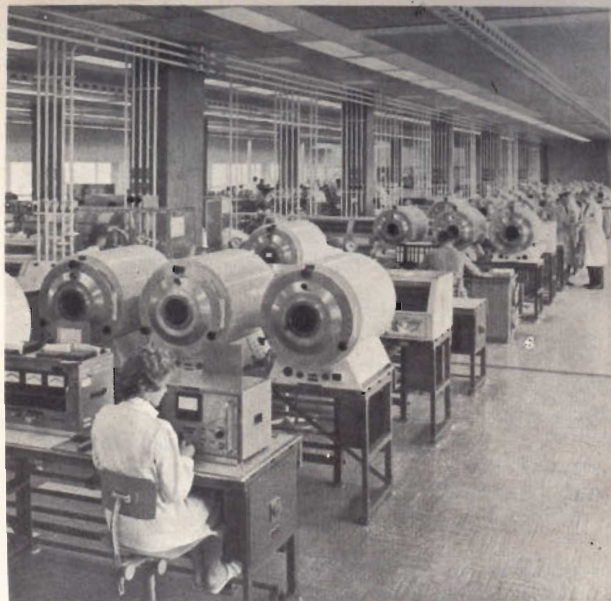
TRANSISTORI APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO IN TELEVISIONE

È ormai venuta l'ora anche del televisore a transistor. Dal punto di vista tecnico tutti i problemi sono stati risolti, e in ogni laboratorio c'è già il prototipo pronto per entrare in produzione. Nel presente articolo illustriamo una serie di transistor studiati appositamente per l'impiego in televisione.

Nei continui miglioramenti tecnici apportati in questi ultimi anni al ricevitore per televisione, l'impiego del transistor rappresenta una tappa di notevole interesse. Ciò non è che una logica conseguenza delle particolari prestazioni e dei vantaggi che il transistor offre in generale nelle apparecchiature dove viene impiegato. Queste proprietà, di cui diamo un elenco qui di seguito, influiscono favorevolmente sul costo del televisore, sul progetto e sulla sicurezza di funzionamento dei suoi circuiti:

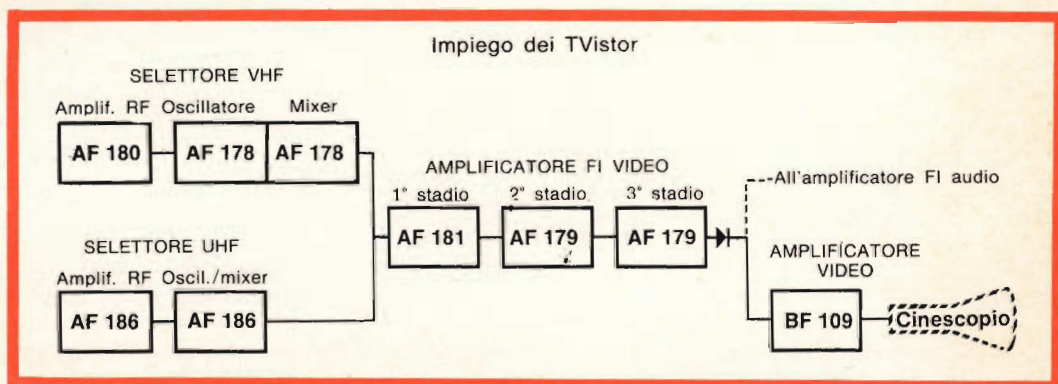
— Costruzione semplice e compatta
— Basse tensioni di lavoro
— Potenza assorbita ridotta
— Funzionamento istantaneo
— Basso fattore di rumore, caratteristica molto importante per l'impiego in UHF.

Che cosa sono i TVistor?

Nei radioricevitori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità, l'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati TVistor, è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti del Televisore. Ci si è attenuti al principio che ogni TVistor debba assolvere nel televisore un ben preciso e determinato compito; solo così il transistor può fornire il massimo delle sue prestazioni.

Sala di produzione dei transistor RF a lega e a diffusione.

Qual'è il principio costruttivo dei TVistor?

La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione. La versatilità di questa tecnica è tale per cui le proprietà generali di questo processo tecnologico possono essere combinate con le particolari caratteristiche richieste da ciascun tipo di TVistor.

Tale tecnica consente inoltre una produzione in serie di transistor, e ciò, ovviamente, non può che influire favorevolmente sul costo dei transistor stessi. Alcuni TVistor, per poter soddisfare le esigenze di particolari circuiti del televisore, debbono possedere caratteristiche meglio ottenibili mediante altri processi tecnologici, con il risultato finale di ottenere un prodotto in grado di offrire le prestazioni richieste. A titolo di esempio citiamo il tipo BF 109, un transistor al silicio ottenuto mediante tecnica mesa.

Esempio d'impiego dei TVistor in un televisore.

TVistor e televisore ibrido

Sebbene le attuali tendenze mirino alla realizzazione di televisori completamente transistorizzati, considerazioni di ordine pratico consigliano di raggiungere questo obbiettivo gradualmente mediante una « parziale transistorizzazione » del televisore. Ciò consentirà infatti di acquistare una preziosa esperienza sia dal punto di vista della progettazione che da quello dell'assistenza tecnica.

Si avrà inoltre in questo modo la possibilità di integrare nel migliore dei modi i vantaggi di ordine tecnico ed economico sia delle valvole che dei transistor.

In questa fase di « ibridizzazione » del televisore, il selettore UHF è la prima sezione del televisore dove vengono impiegati i transistor, dato che questi consentono di ottenere un sensibile miglioramento delle sue prestazioni; seguono gli altri circuiti a basso assorbimento, come l'amplificatore FI video, l'amplificatore FI audio, l'amplificatore finale video, ed il selettore VHF.

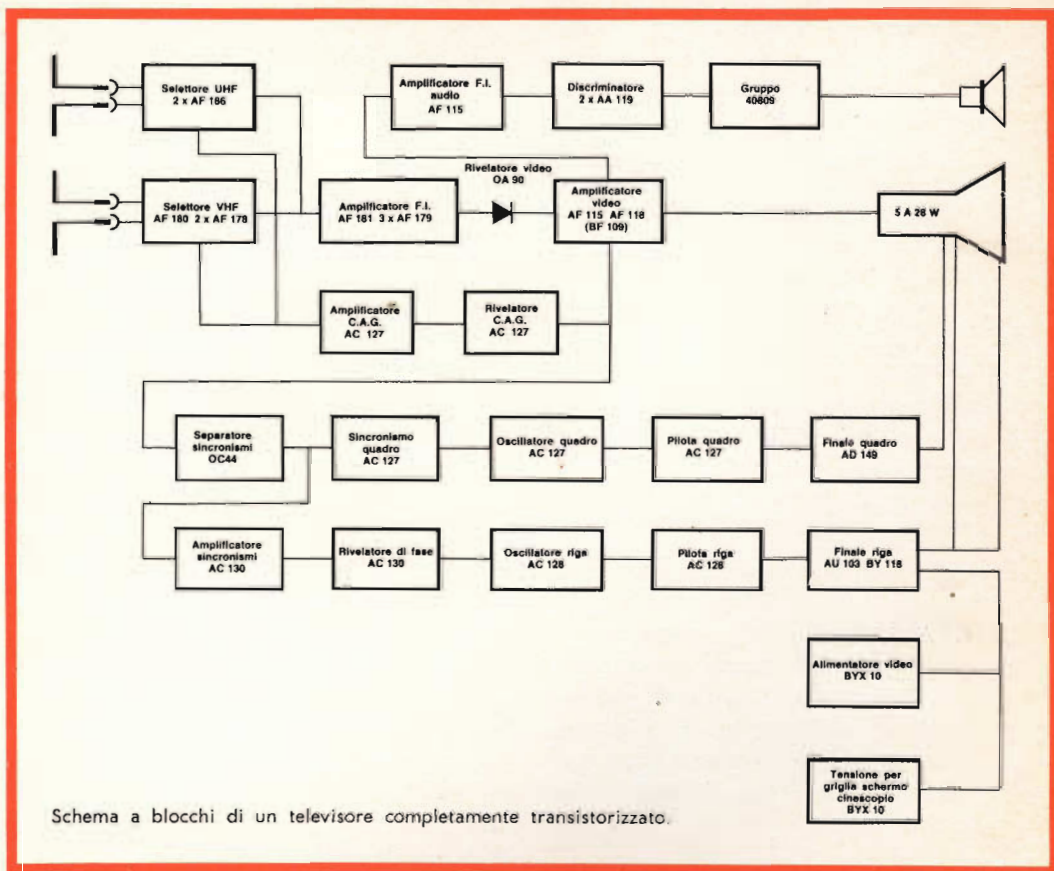
Gamma attuale dei TVistor Philips

Sulla base delle precedenti considerazioni, la Philips ha sviluppato tutta una serie di transistor (TVistor) particolarmente adatti ad essere utilizzati nei circuiti di un televisore.

TVistor AF 186 da impiegare nel selettore UHF

Il TVistor AF 186 è stato progettato per l'impiego come amplificatore UHF e come convertitore autooscillante.

Con due TVistor AF 186 si realizza un selettore UHF con eccellenti prestazioni. Come amplificatore questo transistor permette un guadagno di potenza elevato unitamente ad una bassa cifra di rumore. Il guadagno dello stadio RF può essere controllato attraverso un circuito C.A.G. del tipo « forward » che consente, com'è noto, una buona regolazione per un'ampia gamma di livelli di segnale. Come convertitore autooscillante, il TVistor AF 186 fornisce un elevato guadagno di conversione ed una buona stabilità di frequenza entro tutta la banda UHF.

Mascheratura dei tranistor RF a lega e a diffusione.

Schema a blocchi di un televisore completamente transistorizzato.

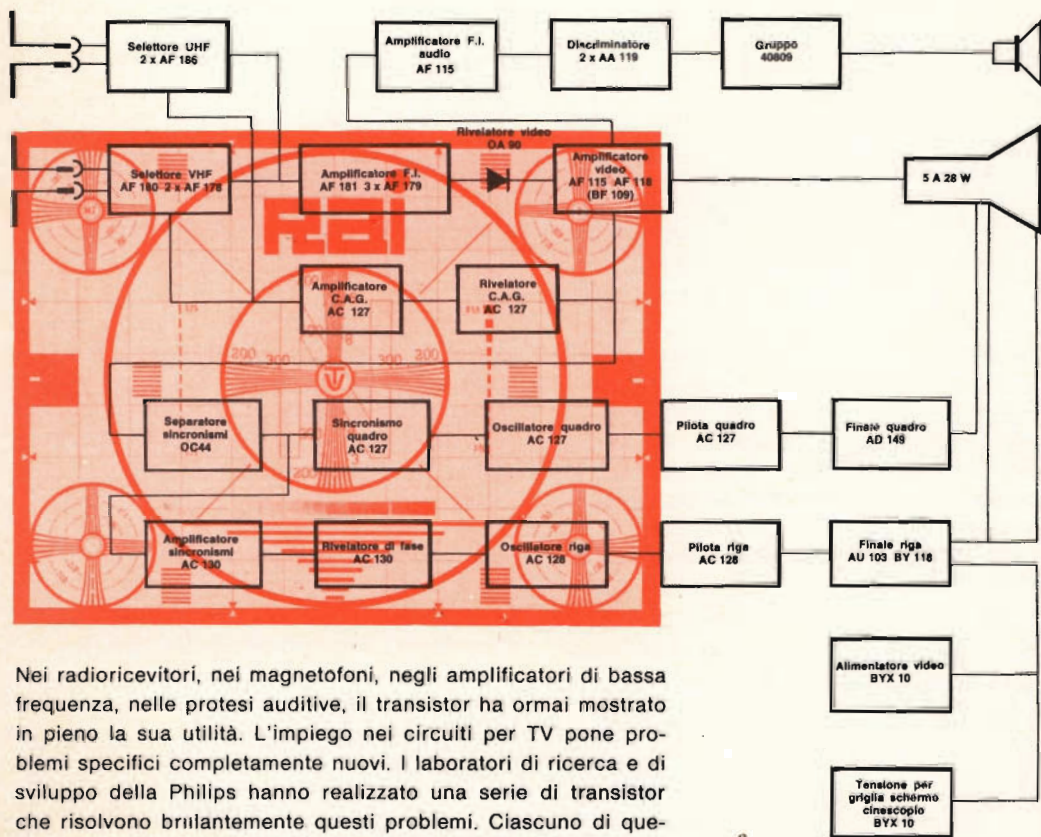
TVistor AF 178 e AF180 da impiegare nel selettore VHF

Il TVistor AF 180 è stato appositamente progettato per essere impiegato come amplificatore RF nella banda VHF, mentre il TVistor AF 178 può essere usato sia come convertitore che come oscillatore VHF.

Il TVistor AF 180 possiede una bassa

PARAMETRI SPECIALI A RADIOFREQUENZA

Tipo	Parametri	Valore	Parametri	Valore	Parametri	Valore	CONDIZIONI (V)	CONDIZIONI (mA)	CONDIZIONI (MHz)
AF 178	$\|Y_{fb}\|$	25 mmho	g_{ib}	30 mmho	g_{ob}	0.3 mmho	12	1	200
AF 179	$\|Y_{fe}\|$	80 mmho	g_{ie}	6.5 mmho	g_{oe}	100 μmho	10	3	35
AF 180	$\|Y_{fb}\|$	73 mmho	g_{ib}	23 mmho	g_{ob}	280 μmho	10	3.5	200
AF 181	$\|Y_{fe}\|$	73 mmho	g_{ie}	10 mmho	g_{oe}	50 μmho	10	3	35
AF 186	$\|Y_{fb}\|$	18 mmho	g_{ib}	9 mmho	g_{ob}	0.9 mmho	10	2	800
BF 109	—	—	—	—	—	—	10	0	0.5

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI

Selettore UHF 2 x AF 186
Amplificatore F.I. audio AF 115
Discriminatore 2 x AA 119
Gruppo 40809
Rivelatore video OA 90
Selettore VHF AF 180 2 x AF 178
Amplificatore F.I. AF 181 3 x AF 179
Amplificatore video AF 115 AF 118 (BF 109)
5 A 28 W
Amplificatore C.A.G. AC 127
Rivelatore C.A.G. AC 127
Separatore sincronismi OC44
Sincronismo quadro AC 127
Oscillatore quadro AC 127
Pilota quadro AC 127
Finale quadro AD 149
Amplificatore sincronismi AC 130
Rivelatore di fase AC 130
Oscillatore riga AC 128
Pilota riga AC 128
Finale riga AU 103 BY 118
Alimentatore video BYX 10
Tensione per griglia schermo cinescopio BYX 10

Nei radioricevitori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità. L'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati **TVistor**, è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti dei televisori.
La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione.

PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TEL. 6994

Tipo	Impiego	VALORI LIMITE				GUADAGNO IN CORRENTE				CORRENTE di dispersione	
		Tensione collettore (V)	Corrente collettore (mA)	Temper. alla giunzione (°C)	Dissipaz. 45°C in aria libera (mW)	Parametri	Valore	condizioni —V_{ce} (V)	condizioni —I_c (mA)	—I_{CBO} (μA)	con —V_{CB} (V)
AF 178	mixer/ oscillatore VHF	25	10	75	110	h_{FE}	> 20	12	1	< 10	12
AF 179	amplificatore video FI	25	15	75	150	h_{FE}	> 30	10	3	< 8	10
AF 180	amplificatore RF* VHF	25	20	75	140	h_{FE}	> 23	10	3.5	< 10	10
AF 181	amplificatore video* FI	30	20	75	140	h_{FE}	> 20	10	3	< 10	10
AF 186	RF e mixer/ oscillatore* UHF	25	15	75	90	h_{FE}	> 20	10	2	< 3.5	10
BF 109	finale video	135	50	175	1200	h_{FE}	> 20	10	10	—	—

* Controllo di guadagno « forward »

cifra di rumore e un guadagno elevato (12 dB) può essere regolato in amplificazione per tutta la varietà dei livelli di segnali caratteristica della banda VHF.

Oltre a ciò, l'AF180 è stato studiato in modo da rendere pressochè nulla la deformazione della curva di risposta del trasformatore interstadiale quando entra in funzione il C.A.G.

TVistor AF 179 e AF 181 da impiegare nell'amplificatore FI video

I TVistor AF 179 e AF 181 sono stati sviluppati per essere impiegati rispettivamente come transistor amplificatore di segnali forti nella catena di amplificazione a frequenza intermedia, e come transistor regolatore del guadagno nel primo amplificatore FI. La caratteristica principale del primo stadio FI è quella di poter regolare, attraverso il C.A.G., il proprio guadagno in modo da ottenere il migliore valore del rapporto segnale/disturbo per tutti i livelli di segnale. L'amplificazione del TVistor AF 181 può essere quindi regolata entro un'ampia gamma di livelli di segnali d'ingresso: ciò consente di mantenere elevato il rapporto segnale/disturbo del selettore in quanto può essere ritardata l'entrata in funzione del C.A.G. del selettore stesso. Il problema della deformazione della curva di risposta durante l'azione del C.A.G. è stato oggetto di particolare attenzione nella progettazione del TVistor AF 181, con il risultato di ottenere ottime prestazioni entro tutta la gamma di controllo del C.A.G.

TVistor BF 109 da impiegare nello stadio finale video

Il TVistor BF 109 è un transistor mesa al silicio appositamente progettato per l'impiego negli stadi finali video. In queste applicazioni il transistor BF 109 assicura un guadagno elevato e una tensione di uscita minima di 100 V picco-picco con una larghezza di banda di 5,5 MHz. Questa particolare prestazione può soddisfare le esigenze dello stadio finale video di qualsiasi tipo di ricevitore TV.

DECODIFICATORI STEREO

I Parte

Abbiamo accennato nei numeri precedenti molto sommariamente al sistema di trasmissione e di ricezione di una informazione stereo trasmessa via radio. Ci accingiamo ora a descrivere un circuito pratico di decoder equipaggiato con la valvola ECF80, e successivamente un altro tipo di decoder a transistori con tensione di alimentazione di 30 V.

Riassumiamo brevemente il sistema di trasmissione di un segnale stereo via-radio. Per avere la sensazione stereofonica di un suono, ci vogliono almeno 2 segnali audio. Occorrono quindi due « canali » chiamati rispettivamente **canale sinistro** e **canale destro.** Teoricamente, si potrebbero modulare con questi due canali due portanti separate e ricevere i due canali con due ricevitori distinti sintonizzati su queste portanti. Questa soluzione risulterebbe però molto costosa e inoltre non sarebbe « compatibile ».

Quando si studiò la possibilità di trasmettere i due canali con un solo trasmettitore, il problema della compatibilità tenne il primo posto. Cosa significa questa compatibilità? Semplicemente questo: se un ricevitore convenzionale (monofonico) viene sintonizzato su una emittente che trasmette un programma stereofonico, essa riprodurrà in modo completo e indistorto lo stesso programma ma in **versione monofonica**; viceversa, se un ricevitore stereofonico viene sintonizzato su una emittente che trasmette un programma monofonico, esso dovrà riprodurre questo programma senza distorsione o fruscio.

Tra tutti i sistemi studiati quello proposto della FCC (Federal Communications Commission) è stato universalmente adottato anche in Europa.

I punti essenziali dello standard FCC

Il sistema FCC impiega la somma e la differenza tra il canale destro e il canale sinistro; il segnale multiplex che si ottiene va poi a modulare la portante di un trasmettitore FM. In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi di un trasmettitore stereo.

Dopo aver subito la preenfasi e la limitazione a 15 kHz (il segnale del canale destro e quello del canale sinistro sono applicati ad una matrice nella quale si formano i segnali somma e differenza. Il segnale somma è portato direttamente al circuito « addizionatore » (adder). Il segnale differenza va invece a modulare in ampiezza una « sottoportante » di 38 kHz

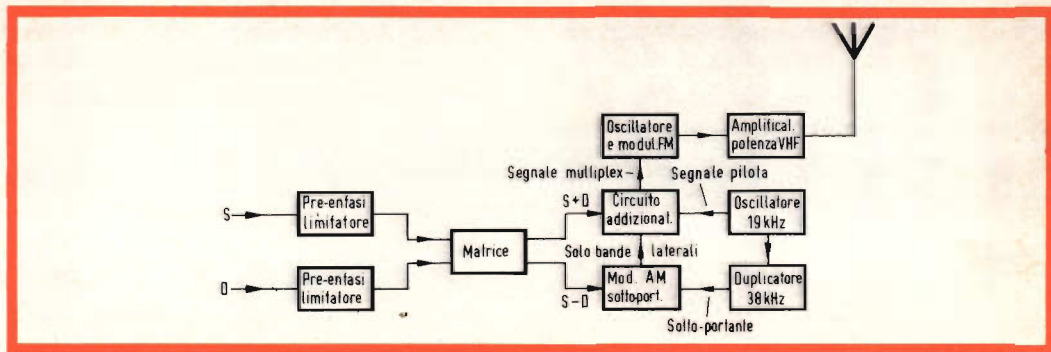



Fig. 1 - Schema a blocchi di un trasmettitore stereofonico.

con una formazione di bande laterali compresa tra 23 e 53 kHz (**23**=38 — 15; **53**=38+15).

Per ridurre l'ampiezza complessiva, la sottoportante viene soppressa. All'adder vengono applicate solo le bande laterali. In fig. 2 è riportato lo spettro di frequenze occupato da questi segnali.

Nel ricevitore stereofonico, per rivelare le bande laterali S-D, è necessario ripristinare la portante. Questo ripristino di una portante (38 kHz) con frequenza e fase identiche a quelle esistenti all'atto della trasmissione non è una cosa facile.

Per superare questa difficoltà viene trasmesso un segnale-pilota di piccola ampiezza con frequenza di 19 kHz. Come si vede questo segnale ha una frequenza che è metà della frequenza della sottoportante.

Lo standard specifica inoltre che la sottoportante debba intersecare l'asse dei tempi nello stesso istante in cui lo interseca il segnale-pilota.

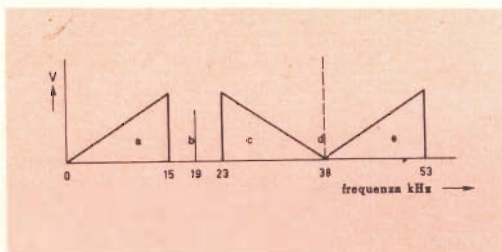



Fig. 2 - Lo spettro di frequenza occupato dai vari componenti del segnale multiplex.
a = segnale (S + D) - b = segnale pilota - c ed e = bande laterali della sottoportante modulata dal segnale (S-D) - d = sottoportante soppressa.

Come si può vedere dalla fig. 2 la frequenza del segnale pilota viene a trovarsi in una zona libera dello spettro. Sarà quindi molto facile eliminarlo, nel ricevitore, mediante un circuito accordato.

Il segnale completo da 0 a 53 MHz è chiamato « segnale multiplex ». Questo è il segnale che modula in frequenza la portante del trasmettitore. La deviazione di frequenza della portante prodotta dal segnale pilota è il 10% della **massima** deviazione; il rimanente 90% di deviazione è occupato dalle bande laterali, somma e differenza. L'ampiezza del segnale audio può essere solo il 10% (1 dB) inferiore all'ampiezza del segnale audio di una trasmissione monofonica.

Il segnale multiplex è espresso per via matematica da:

$$V_{mpx} = S(t) + D(t) + \{S(t) - D(t)\} \text{ sen } w_s t + V_p \text{ sen } 1/2\, w_s t$$

dove: $S(t)$ = tensione del canale sinistro
$D(t)$ = tensione del canale destro
w_s = 2 π 38000 rad/sec = velocità angolare della sottoportante
V_p = tensione pilota

Il ricevitore monofonico

In un normale ricevitore monofonico per compensare la preenfasi applicata al segnale audio in sede di trasmissione, viene inserito dopo il discriminatore un circuito di de-enfasi. È noto che il filtro di pre-enfasi viene inserito allo scopo di migliorare il rapporto segnale/disturbo. Sia

il filtro per la pre-enfasi che quello per la de-enfasi hanno una costante di tempo di 50 μsec (capitolato CCIR). Ciò significa per il filtro della de-enfasi un'attenuazione di 6 dB/ottava al di sopra della frequenza di 3180 Hz.

Quando viene ricevuta una trasmissione stereofonica, il segnale multiplex rivelato deve passare questo filtro prima di raggiungere l'amplificatore audio. Ciò provoca un'attenuazione di circa 20 dB per le frequenze intorno a 38 kHz. Solo le frequenze basse dello spettro passano non attenuate. Come si può vedere dalla fig. 2, queste non sono altro che il segnale somma contenente l'informazione del canale destro e del canale sinistro. In questo modo viene soddisfatta la « compatibilità » richiesta.

Sezioni di un ricevitore stereofonico

Essenzialmente esso risulta formato da tre parti:

a) la sezione RF
b) il decodificatore stereo
c) gli stadi di uscita audio.

La sezione R.F. si compone a sua volta del gruppo R.F., dell'amplificatore F.I. e del discriminatore. Questa sezione del ricevitore non differisce sostanzialmente da quella di un ricevitore convenzionale FM.

La sezione R.F. è seguita dal decodificatore. Nel decodificatore il segnale di uscita del discriminatore viene trasformato nei due segnali audio originali rispettivamente del canale sinistro e del canale destro.

Il decodificatore è seguito da due amplificatori audio, due stadi finali e due sistemi di altoparlanti.

Vari tipi di decodificatori

Attualmente, per riottenere dal segnale multiplex il canale audio destro e quello sinistro, vengono impiegati due tipi di circuiti decodificatori.

E cioè:

a) il decodificatore « time-multiplex » nel quale vengono applicati al rivelatore il segnale multiplex completo e la sottoportante rigenerata.
b) il decodificatore «frequency-multiplex» con matrice, nel quale vengono applicate al rivelatore le bande laterali S-D e la sottoportante rigenerata.

In entrambi i sistemi però è necessario « ripristinare » la sottoportante a 38 kHz servendosi del segnale pilota trasmesso.

Sistemi per riottenere la sottoportante a 38 kHz

Esistono due sistemi; il primo impiega un oscillatore « agganciato » alla frequenza del segnale pilota. Con questo sistema si riesce ad avere un segnale « pulito » a 38 kHz di sufficiente ampiezza che è assolutamente indipendente dall'ampiezza del segnale pilota d'ingresso.

Presenta, però, anche degli svantaggi. Un segnale stereo debole non sempre riesce a sincronizzare l'oscillatore. Se ciò si verifica, la nota di battimento che si produce viene a cadere nello spettro delle frequenze audio. Quando si riceve una trasmissione monofonica, la frequenza della sottoportante a 38 kHz può dare origine ad un disturbo aggiuntivo, a causa (in alcuni rivelatori), della rivelazione del disturbo nello spettro di frequenze compreso tra 23 e 53 kHz. Ciò significa che questo sistema di ripristino della sottoportante non è di facile impiego in deco-

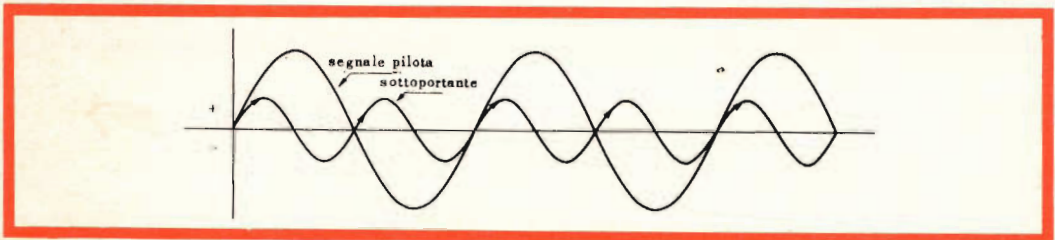



Fig. 3 - Relazione di frequenza e di fase tra la sottoportante e il segnale pilota.

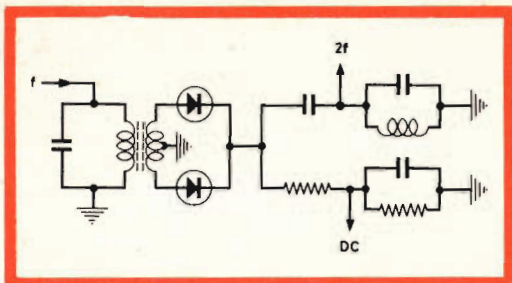



Fig. 4 - Duplicatore di frequenza realizzato con un raddrizzatore a onda piena.

dificatori compatibili.

Infine, è impossibile servirsi della presenza della portante a 38 kHz per avere un'indicazione se stiamo ascoltando o no una trasmissione stereofonica.

Il secondo sistema impiega una sottoportante a 19 kHz che va poi a pilotare un circuito duplicatore di frequenza. Questo può essere equipaggiato con una valvola o con un transistore il cui punto di lavoro deve trovarsi nel tratto non lineare della sua caratteristica.

La tensione con frequenza a 38 kHz può essere ricavata mediante un circuito accordato inserito nel circuito anodico o del collettore. Questo segnale può avere un'ampiezza molte volte maggiore di quella della portante pilota originale a 19 kHz.

Nei circuiti molto semplici, effettivamente non è opportuno che l'ampiezza della sottoportante venga a dipendere dalla tensione del segnale pilota d'ingresso. C'è il vantaggio però, che la presenza della tensione a 38 kHz indica che stiamo ricevendo una trasmissione stereofonica, per cui questa tensione può essere usata per pilotare un dispositivo indicatore, come spiegheremo più avanti.

Un altro sistema per duplicare la frequenza è quello basato sull'impiego di un raddrizzatore delle due semionde seguito da un circuito accordato, come indicato in fig. 4. Questo circuito produce però una forte componente di seconda armonica insieme alla frequenza di 38 kHz e in più anche una componente continua la quale, previo livellamento, può essere usata per indicare o per mettere in funzione un decodificatore.

In qualsiasi sistema di ripristino della portante, si dovrà porre la massima attenzione affinchè sia rispettata la giusta relazione di fase tra portante e segnale pilota. Senza speciali precauzioni esse vanno facilmente fuori fase, con la conseguenza che la separazione dei canali o viene fatta male oppure viene addirittura persa (vedi fig. 5). L'errore di fase può essere facilmente corretto sia alimentando il circuito a 19 kHz attraverso una semplice rete RC sia disintonizzando leggermente il circuito accordato a 19 kHz.

Decodificatori del tipo « time-multiplex »

Come abbiamo già visto, il segnale multiplex completo viene presentato dall'espressione:

$$V_{mpx} = S(t) + D(t) + \{S(t) - D(t)\} \times \text{sen}\, \omega_s t + V_p \,\text{sen}\, 1/2\, \omega_s t$$

Ogni qual volta sen $\omega_s t$ diventa $+1$ il segnale multiplex assume il valore di:

$$V_{mpx} = S(t) + D(t) + \{S(t) - D(t)\} + V_p \,\text{sen}\, 1/2\, \omega_s t = 2S(t) + \text{segnale pilota}$$

Quando invece sen$\omega_s t = -1$, il segnale multiplex assume il valore di:

$$V_{mpx} = S(t) + D(t) - \{S(t) - D(t)\} + V_p \,\text{sen}\, 1/2\, \omega_s t = 2D(t) + \text{segnale pilota}$$

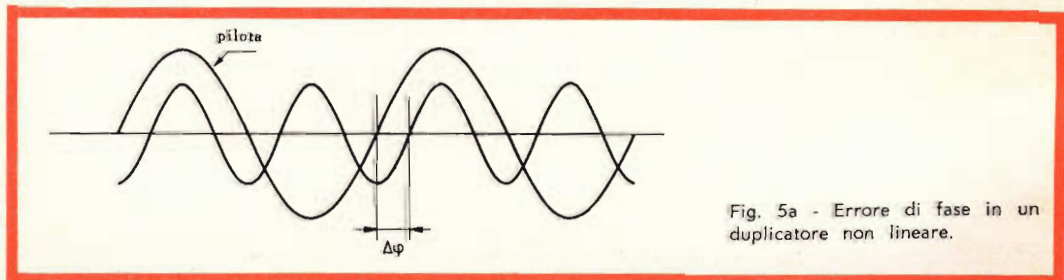



Fig. 5a - Errore di fase in un duplicatore non lineare.

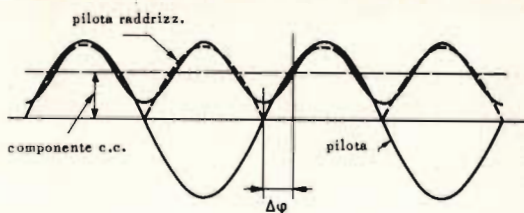



Fig. 5b - Errore di fase in un duplicatore realizzato mediante un raddrizzatore ad onda piena.

Ciò significa che durante i picchi « dispari » viene presentata la tensione del segnale del canale sinistro mentre durante i picchi « pari » viene invece presentato il segnale del canale destro.

Su questo comportamento è basato il funzionamento dei decodificatori « time-multiplex ».

Gli oscillogrammi 1 e 2 indicano alcune componenti del segnale multiplex risultante.

In fig. 6 è riportato lo schema a blocchi di un tipo molto semplice di decodificatore « time-multiplex ». Come già detto in precedenza, il segnale pilota viene convertito in un segnale a 38 kHz. Il segnale multiplex completo, viene aggiunto, dopo essere stato amplificato, alla ripristinata portante a 38 kHz, avente la debita fase e ampiezza.

Di conseguenza avremo che, i picchi di numero dispari si sposteranno verso la regione positiva mentre quelli di numero pari si sposteranno verso la regione negativa.

Gli oscillogrammi 3 illustrano questo processo. Le tensioni audio dei canali destro e sinistro potranno essere ora ottenute mediante « rivelazione di picco » degli inviluppi positivi e negativi. Dopo la rivelazione, questi segnali dovranno passare un filtro di livellamento e il filtro per la de-enfasi.

Questo sistema non è però compatibile, dato che, quando si riceve una trasmissione monofonica il segnale audio, prima di raggiungere il terminale di uscita deve passare attraverso un diodo. A seconda della polarità del diodo, appariranno ai terminali di uscita, solo o la parte positiva o quella negativa del segnale, producendo quindi un'intollerabile distorsione (fig. 7).

Più avanti descriveremo più dettagliatamente un esempio pratico di questo tipo di decodificatore.

Il principio « time-multiplex » viene usato in un altro sistema chiamato « sistema a commutazione » (fig. 8).

Il segnale multiplex amplificato viene portato attraverso l'avvolgimento secondario del trasformatore a 38 kHz, ad un dispositivo di rivelazione sincrono. Il primo semiperiodo della sottoportante rigenerata durante il picco dispari del segnale di ingresso porta in conduzione il ramo sinistro del demodulatore e blocca invece il ramo destro. Il segnale multiplex può allora passare, attraverso i diodi, ai terminali dell'uscita sinistra ma viene tenuto

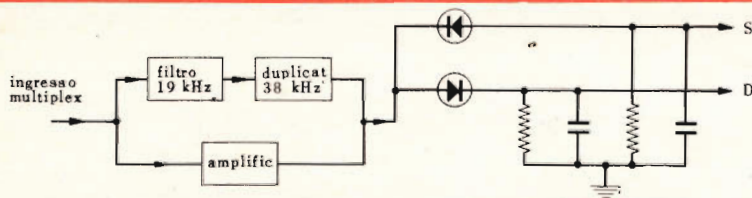



Fig. 6 - Diagramma a blocchi di un decodificatore del tipo time-multiplex.

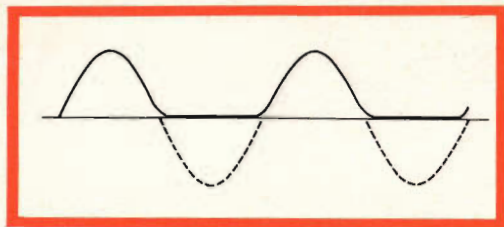



Fig. 7 - Distorsione (dovuta al raddrizzamento) di un segnale monofonico in un decoder del tipo time-multiplex non compatibile.

lontano dai terminali dell'uscita destra.

Durante il successivo semiperiodo della sottoportante (sono presenti i picchi pari del segnale multiplex) è l'altro ramo del demodulatore che conduce e collega quindi il terminale dell'uscita destra allo stadio amplificatore multiplex.

Questo sistema a rivelazione sincrona ha il vantaggio (se è bilanciata a dovere) di non far apparire ai terminali di uscita, rispettivamente destra e sinistra, la componente di commutazione (interferenza) a 38 kHz. Ciò consente di realizzare un buon filtraggio mediante i circuiti di deenfasi. Ha però uno svantaggio: fornisce un'uscita b.f. inferiore a quella ottenibile col sistema di rivelazione dell'inviluppo. Un altro possibile inconveniente dei decodificatori del tipo « time-multiplex » nei quali i filtri de-enfasi si trovano dopo il rivelatore stereo, è il fruscio aggiuntivo dovuto alla rivelazione di segnali interferenti con frequenza prossima alle armoniche della sottoportante. Se non sono già presenti, queste armoniche possono comunque essere prodotte nel rivelatore. Siccome le armoniche compaiono a 76 kHz, 114 kHz ecc... l'interferenza può essere rivelata nelle gamme di frequenze 61-91 kHz, 99-129 kHz e così via e può quindi produrre un segnale con frequenza più bassa di 15 kHz. Se la de-enfasi ha luogo prima del rivelatore, queste interferenze possono essere filtrate via. Ciò è ancora più importante in quanto in F.M., queste interferenze tendono ad avere un'ampiezza proporzionale alla loro frequenza.

Un vantaggio del rivelatore bilanciato (rivelatore ad anello) è questo: sopprime tutte le armoniche pari tra le quali la più importante è quella a 76 kHz.

Decodificatori del tipo « frequency-multiplex » con matrice

I decodificatori di questo tipo riottengono il segnale S — D e S+D per via separata e li combinano poi in una matrice. La matrice di solito è formata da alcuni resistori ed ha due funzioni. **Addiziona** i segnali S — D e S+D per ottenere l'uscita del canale sinistro, **sottrae** i segnali S — D e S+D per ottenere l'uscita del canale destro.

È della massima importanza che i segnali S — D e S+D abbiano la stessa ampiezza. Dalla fig. 9 si vede come il segnale multiplex viene diviso in tre parti.

Un semplice filtro RC effettua la necessaria de-enfasi, e lascia passare alla matrice solo le frequenze più basse, in questo caso, il segnale S+D. Il segnale S+D ottenuto è indicato nell'oscillogramma 4b.

Un circuito accordato a 19 kHz filtra la frequenza pilota che dopo essere duplicata è applicata all'ingresso di un circuito rivelatore.

Un filtro passa-banda ad accordo singolo sintonizzato a 38 kHz, avente una larghezza di banda di circa 6,4 kHz, seleziona le bande laterali S — D dal segnale multiplex d'ingresso (vedi oscillogrammi 4c e

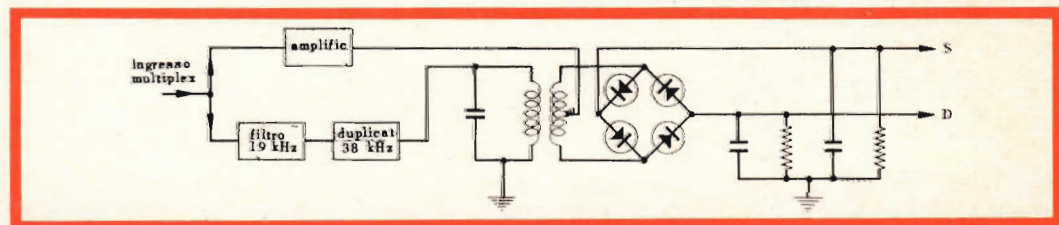



Fig. 8 - Schema a blocchi di un decodificatore time-multiplex con rivelatore a commutazione.

C.S.F. COMPONENTI ITALIA

150µ

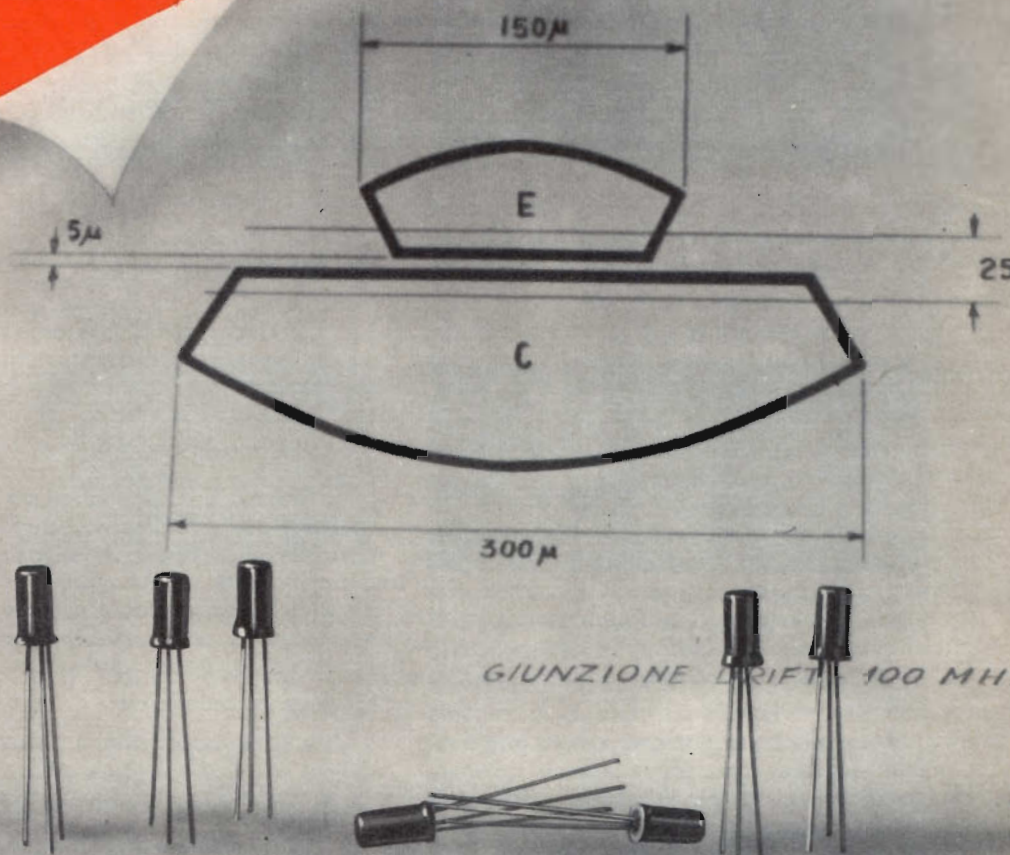
E

5µ

25

C

300µ

GIUNZIONE DRIFT 100 MH

Tra la sua vasta gamma di semiconduttori la MISTRAL suggerisce i suoi Drifts:

per radio AM SFT 317 - SFT 320 oscillatore-mescolatore
SFT 319 F. I.

per radio FM SFT 316 F. I.
SFT 357 oscillatore-mescolatore
SFT 358 amplificatore a R.F..

Manifattura Intereuropea Transistori Latina

Sezione Commerciale

MILANO - Via Carnevali, 113 - Tel. 370.681-370.682

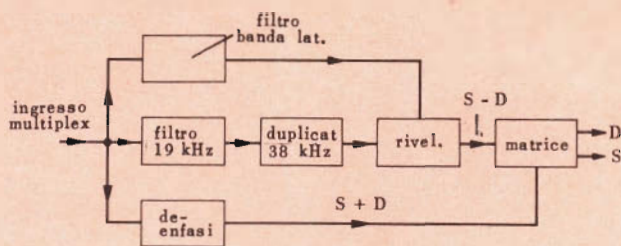



Fig. 9 - Schema a blocchi di un decodificatore frequency-multiplex.

4d). La larghezza di banda di questo circuito è scelta in modo da lasciar passare lo spettro di frequenze da 23 a 53 kHz, ottenendosi la necessaria de-enfasi (vedi fig. 10). La sottoportante viene allora aggiunta alle bande laterali. Come risultato si ha un normale segnale modulato in ampiezza come si può vedere dall'oscillogramma 4d. Il segnale S — D può allora essere rivelato mediante un convenzionale rivelatore per AM, per esempio, un diodo al germanio. Un secondo diodo, collegato in direzione inversa, oppure uno sfasatore può dare il segnale - (S-D).

Eventualmente possono essere applicati alla matrice entrambi i segnali ottenendosi i segnali S e D. Siccome la de-enfasi ha già avuto luogo non sarà necessario alcun filtro. Si dovrà sopprimere solo la componente a 38 kHz che compare all'uscita del rivelatore. Ciò potrà essere ottenuto impiegando un tipo di rivelatore bilanciato, per esempio, un circuito demodulatore ad anello.

Indicatori

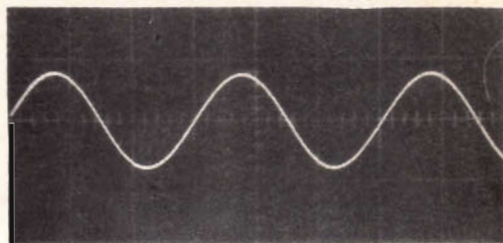
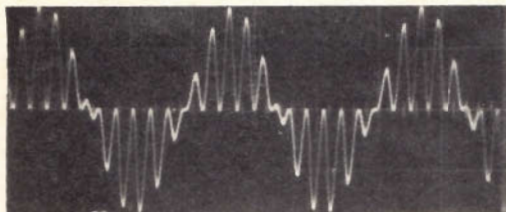
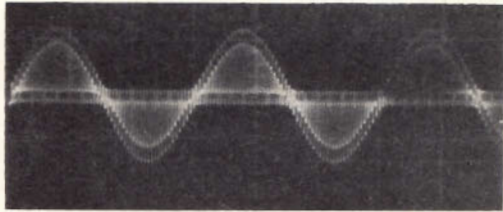
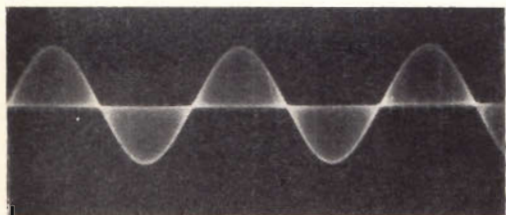
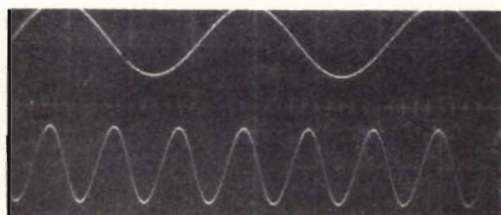
Un indicatore stereo sarà necessario per segnalare all'ascoltatore che esso è sintonizzato su un trasmettitore stereo. Questo indicatore dovrà essere ben visibile da alcuni metri di distanza. Dovrà dare un'indicazione di « sì o di no » senza possibilità di errori.

Una trasmissione stereofonica sarà facilmente riconoscibile dalla presenza nel decodificatore della portante - pilota a 19 kHz. Dopo essere amplificata, o eventualmente duplicata in frequenza, questa tensione alternata può essere usata per pilotare un indicatore.

Un'altra possibilità è offerta dal raddrizzamento del segnale pilota e dall'impiego della componente continua ottenuta.

La più semplice soluzione per avere un indicatore è offerta da una lampada. Si può usare sia una lampada incandescente che una lampada al neon.

Una piccola lampada al neon, usata come indicatore, ha una durata di vita maggiore di una lampada incandescente. Inoltre, la lampada al neon consuma meno potenza.

Fig. 10 - Filtraggio delle bande laterali S-D. La larghezza di banda del filtro provvede alla de-enfasi.

Osc. 1 a - Segnale audio con frequenza di circa 3000 Hz da impiegare per modulare un generatore stereo multiplex.

Osc. 1 b - Forma d'onda di un segnale multiplex. Nel canale sinistro è presente un segnale audio con frequenza di circa 3000 Hz. Nel canale destro non è presente nessun segnale.

Osc. 1 d - Forma d'onda di un segnale multiplex come indicato in fig. 1 c. Qui è stato aggiunto il segnale pilota.

Osc. 1 c - Forma d'onda di un segnale multiplex come indicato nell'oscillogramma 1 b; ora però è presente nel canale sinistro un segnale con frequenza di circa 300 Hz.

Osc. 2 a - Segnali audio a 300 Hz e 1000 Hz che possono essere usati per modulare un generatore stereo multiplex.

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di INGEGNERIA sono per Voi FACILMENTE REALIZZABILI

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

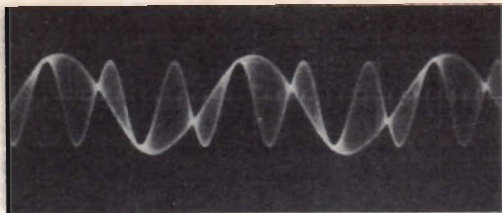
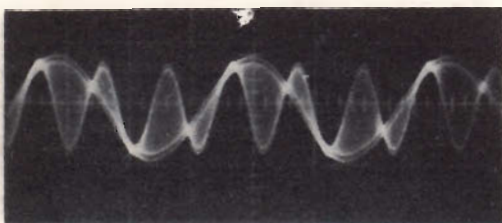
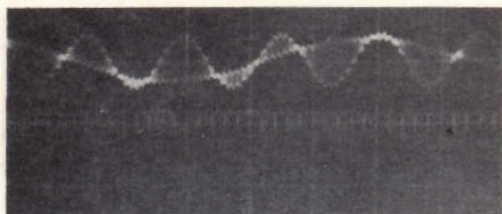
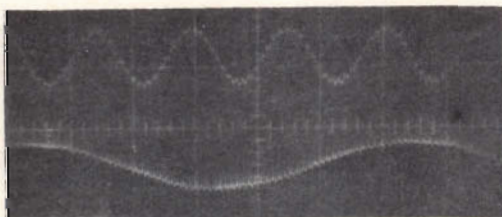
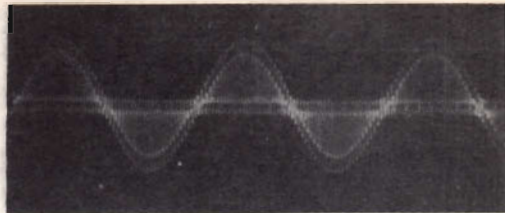
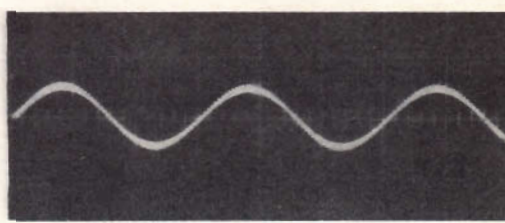
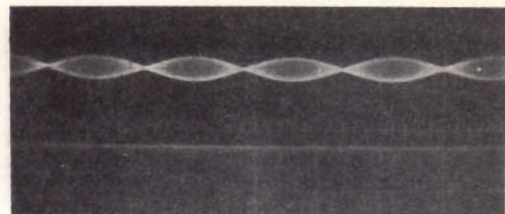
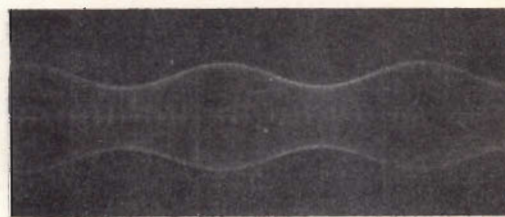
Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso

BRITISH INST. OF ENGINEERING

Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo

LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

Osc. 2 b - Forma d'onda di un segnale multiplex. Nel canale sinistro è presente un segnale audio con frequenza di 300 Hz; nel canale destro è presente un segnale audio con frequenzà di 1000 Hz.

Osc. 2 c - Forma d'onda di un segnale multiplex stereo come indicato in fig. 2 b; ora però è stato aggiunto anche il segnale pilota.

Osc. 3 a - La metà superiore dell'oscillogramma indica un segnale multiplex. Sia il canale destro che quello sinistro contengono un'informazione. La metà inferiore dell'oscillogramma indica una sottoportante 38 kHz, di sufficiente ampiezza, rigenerata dal segnale pilota.

Osc. 3 b - Sono stati mescolati il segnale multiplex e la sottoportante. Gli inviluppi dei picchi positivi e negativi mostrano i segnali del canale rispettivamente sinistro e destro.

Osc. 4 a - Forma d'onda di un segnale multiplex. Il segnale è presente solo nel canale sinistro. È stato aggiunto anche il segnale pilota.

Osc. 4 b - Ciò che rimane del segnale multiplex indicato nell'oscillogramma 4 a, dopo il passaggio nel filtro di de-enfasi.
Consiste della modulazione della frequenza audio del canale sinistro e di una certa quantità del segnale pilota.

Osc. 4 c - La metà superiore dell'oscillogramma indica il segnale della banda laterale filtrato del segnale multiplex dell'oscillogramma 4 a.
La parte inferiore dell'oscillogramma indica una sottoportante ripristinata di sufficiente ampiezza.

Osc. 4 d - Su questo oscillogramma è indicato ciò che succede quando si aggiungono le bande laterali della sottoportante. La sottoportante modulata in AM per poter riottenere la frequenza audio modulata può essere applicata ad un rivelatore AM.

(continua)

L. C.

(Da « Application Information »)

VHF UHF

DUPLICATORI DI FREQUENZA A VARACTOR

a cura degli ingg. B.G. Dammers e A.H. Hilbers

Si descrivono alcuni interessanti duplicatori di frequenza da impiegare in trasmettitori portatili transistorizzati, operanti nella banda V.H.F. e U.H.F. Ciò che colpisce di questi circuiti è l'estrema semplicità ottenuta grazie all'impiego del diodo Varactor. In un prossimo articolo descriveremo dei circuiti triplicatori, che potranno trovare impiego nei trasmettitori portatili operanti nella banda U.H.F.

E' ormai diventata una prassi comune inserire nei trasmettitori VHF e UHF degli stadi duplicatori o triplicatori tra l'oscillatore controllato a quarzo e lo stadio finale di potenza della portante. Ciò è dovuto all'impossibilità di ottenere quarzi che possono oscillare a frequenze così elevate. L'inserzione dello stadio moltiplicatore **tra l'oscillatore e lo stadio finale**, se dà buoni risultati in apparecchiature a valvole non è in pratica attuabile nelle apparecchiature transistorizzate a causa del notevole calo in guadagno via via che aumenta la frequenza caratteristica dei transistori. In questi casi è opportuno inserire lo stadio o gli stadi moltiplicatori **dopo** lo stadio finale di uscita. Questi stadi moltiplicatori possono allora essere equipaggiati con un nuovo tipo di diodo, il varactor, che può lavorare egregiamente a quelle frequenze in corrispondenza delle quali i transistori non guadagnano più. È evidente che l'impiego di questi diodi comporta una perdita di potenza di radio frequenza; comunque, se il circuito è ben messo a punto, il rendimento del varactor può arrivare anche al 90%. I circuiti di duplicatori che descriveremo, impiegano

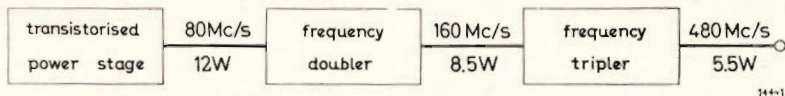



Fig. 1 - Schema a blocchi di un moltiplicatore di frequenza da impiegare in trasmettitori portatili a transistori operanti nella banda dei 160 MHz e dei 470 MHz.

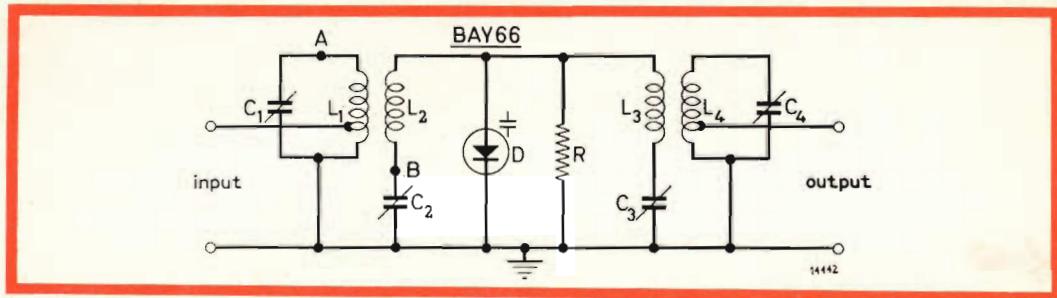



Fig. 2 - Schema elettrico del duplicatore (da 82,5 MHz a 165 MHz).

Componenti

R = 100 kΩ, ± 10 %, 1/8 W
C_1 C_4 = 25 pF, 300 V, trimmer ad aria
L_1 = 3 spire, Cu smaltato, da 1,5 mm Ø, presa a 3/4 di spira dal lato freddo; diametro della bobina = 12 mm
L_2 = 7 spire, Cu smaltato, da 1,5 mm Ø; diametro della bobina = 12 mm
L_3 = 4 spire, Cu da 1 mm Ø; diametro della bobina = 10 mm
L_4 = 2 spire, Cu da 1 mm Ø; presa a 1/2 di spira dal lato freddo; diametro della bobina = 10 mm

il diodo varactor BAY 66, un dispositivo semiconduttore al silicio mesa a doppia diffusione, che dà ottime prestazioni nelle bande V.H.F. e U.H.F. in circuiti con potenza d'ingresso del diodo fino a 12 W.

Per illustrare l'impiego del diodo varactor nei moltiplicatori di frequenza, diamo i seguenti circuiti:

1) un circuito duplicatore da 82,5 MHz a 165 MHz
2) un circuito duplicatore da 116,25 MHz a 232,5 MHz
3) un circuito duplicatore da 232,5 MHz a 465 MHz
4) un circuito triplicatore da 77,5 MHz a 232,5 MHz
5) un circuito triplicatore da 155 MHz a 465 MHz

Questi circuiti sono stati progettati per essere impiegati in trasmettitori portatili operanti nella gamma di frequenze compresa entro 160 e 470 MHz.

Per esempio, supponiamo di avere uno stadio finale transistorizzato oscillante alla frequenza di 80 MHz e avente una potenza di uscita di 12 W; possiamo associarlo ad un circuito duplicatore (per esempio, 1) e ottenere allora un trasmettitore funzionante alla frequenza di 160 MHz e avente una potenza di uscita di 8,5 W; se poi facessimo seguire questo circuito, dal circuito triplicatore 5), po-

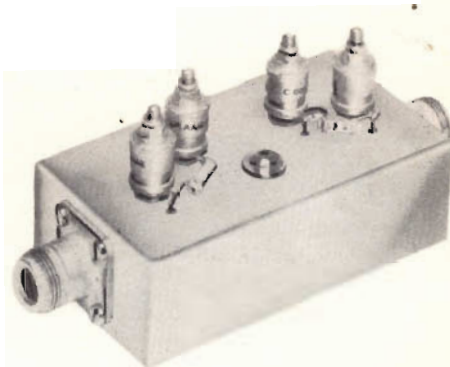



Fig. 3 a - Il duplicatore di frequenza di fig. 2 visto dalla parte superiore.

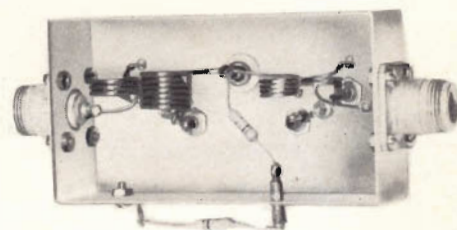



Fig. 3 b - Il duplicatore di frequenza di fig. 2 visto dalla parte del cablaggio.

tremmo ottenere un trasmettitore operante nella banda dei 470 MHz e avente una potenza di uscita di 5,5 W (fig. 1).

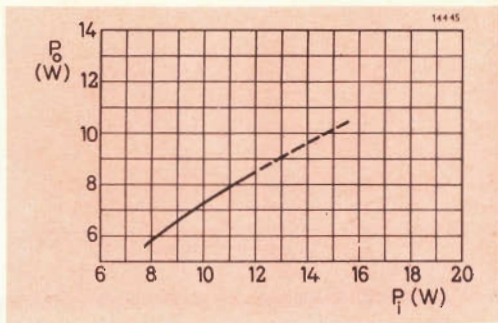
A sua volta, disponendo di uno stadio di potenza oscillante alla frequenza di 120 MHz, potremmo combinarlo con un circuito duplicatore 2) o 3).

Esempio pratico di circuito duplicatore di frequenza da 82,5 a 165 MHz.

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico di un duplicatore di frequenza che, con un segnale di ingresso con frequenza di 82,5 MHz consente di ottenere un segnale di uscita di 165 MHz. Nella fig. 3a e 3b sono riportate le fotografie rispettivamente della parte superiore e inferiore della realizzazione sperimentale. Le impedenze di ingresso e di uscita hanno entrambi il valore di 50 Ω. I filtri passabanda d'ingresso e di uscita hanno un fattore di merito (Q) sotto carico, del valore di 10; questo valore può ritenersi un buon compromesso in quanto consente di ottenere una discreta soppressione delle armoniche indesiderate e mantenere contemporaneamente le perdite dei circuiti ad un livello accettabile. Senza carico, le bobine hanno un Q che oscilla da 200 a 250 per cui le perdite assumono un valore del 5% per ciascun circuito. La soppressione delle frequenze armoniche è di 40 dB (1:100).

I filtri passa-banda possono essere accoppiati nelle seguenti maniere:

a) per via induttiva; il sistema migliore è di accoppiare L_2 con il lato freddo di L_1 (fig. 2).
b) per via capacitiva; in questo caso è necessario collegare A e B (fig. 2) mediante un condensatore da 1 a 2 pF.
c) per via induttiva e capacitiva nello stesso tempo; se si usa questo sistema di accoppiamento bisognerà disporre gli avvolgimenti delle bobine in modo che i due tipi di accoppiamento si integrino a vicenda.

Nel progetto del circuito, si dovrà porre cura affinchè il funzionamento non abbia luogo in una condizione di instabilità. Infatti, in un circuito dove si verifica questo inconveniente se si toglie momentaneamente la potenza d'ingresso (come accade quando il trasmettitore viene inserito e disinserito) succede che la potenza nel circuito di uscita non riassume subito il valore primitivo ma si porta ad un valore più basso. Questo inconveniente può essere eliminato solo girando avanti e indietro il rotore di C_2. Apparentemente questo circuito presenta due condizioni di funzionamento stabili. Ora, per eliminare questo inconveniente, si dovranno prendere le seguenti precauzioni:

1) L'accoppiamento dei filtri passa-banda dovrà essere critico o sovracritico.
2) Il resistore R, che assicura la polarizzazione automatica al diodo, dovrà avere il suo giusto valore, che potrà oscillare da 15 kΩ a 100 kΩ a seconda del livello della potenza d'ingresso; in generale, più elevato è il livello della potenza d'ingresso e più basso dovrà essere il valore di R.

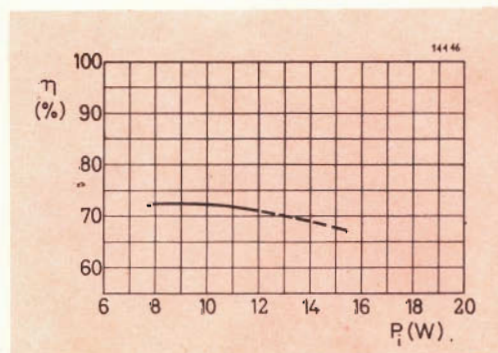



Fig. 4 - Potenza di uscita P_o del duplicatore di frequenza in funzione della potenza d'ingresso P_i.

Fig. 5 - Rendimento (η) del duplicatore di frequenza in funzione della potenza d'ingresso P_i.

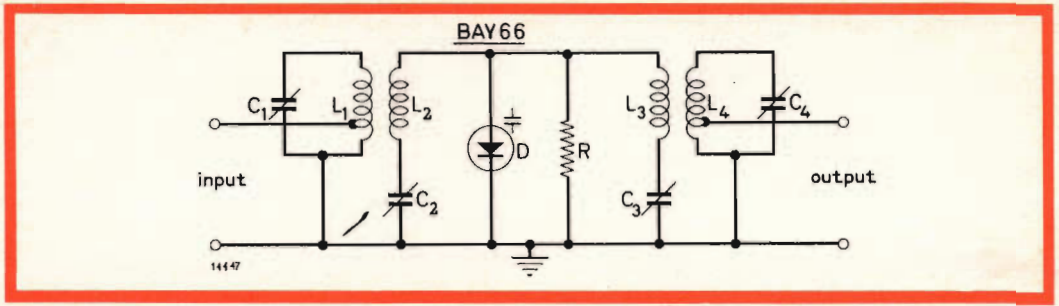



Fig. 6 - Schema elettrico del duplicatore da 116,25 MHz a 232,5 MHz.

Componenti

R = 100 kΩ, ± 10 % 1/8 W
C_1, C_4 = 25 pF, 300 V, trimmer ad aria
L_1 = 2 spire, Cu da 1 mm Ø, presa a 1/2 di spira dal lato freddo; diametro della bobina = 11 mm
L_2 = 4 spire, Cu da 1 mm Ø; diametro della bobina = 12 mm
L_3 = 2 spire, Cu da 1 mm Ø; diametro della bobina = 10 mm
L_4 = 2 spire, Cu da 1 mm Ø; presa a 1/2 spira dal lato freddo; diametro della bobina = 8 mm.

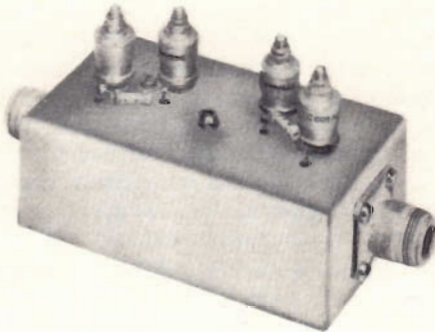



Fig. 7 a - Il duplicatore di frequenza di fig. 6 visto dalla parte superiore.

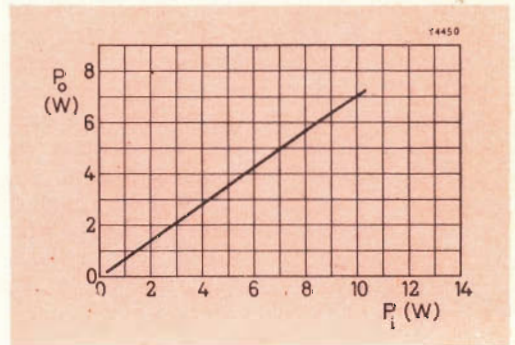



Fig. 8 - Potenza di uscita P_o del duplicatore in funzione della potenza d'ingresso P_i.

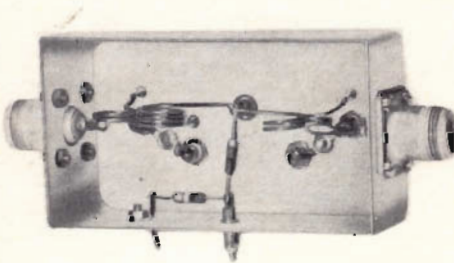



Fig. 7 b - Il duplicatore di frequenza di fig. 6 visto dalla parte del cablaggio.

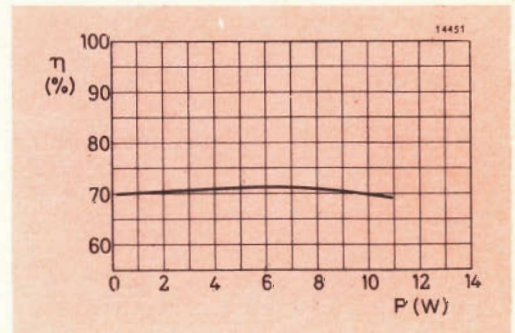



Fig. 9 - Rendimento del duplicatore (η) in funzione della potenza di ingresso P_i.

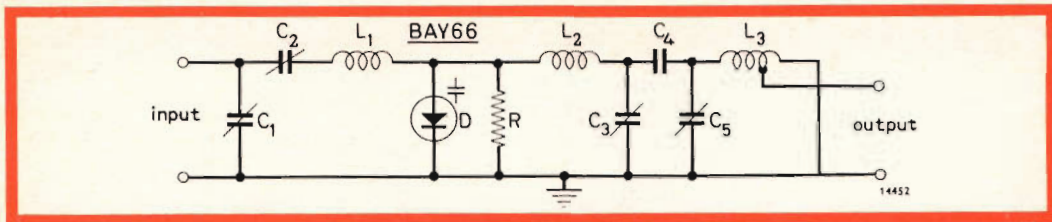



Fig. 10 - Schema elettrico del duplicatore di frequenza da 232,5 MHz a 465 MHz.

Componenti

R = 100 kΩ, ± 10 %; 1/8 W
C_1 = 25 pF, 300 V, trimmer ad aria
C_2 = 6 pF, 400 V, trimmer ceramico
C_3 = 3 pF, 400 V, trimmer ceramico
C_4 = 2 x 0,8 pF ± 0,25 pF, 500 V, ceramici collegati in serie
C_5 = 6 pF, 400 V, trimmer ceramico
L_1 = 4 spire, Cu argentato, 1,5 mm Ø; diametro bobina = 10 mm (0,17 μH)
L_2 = 2 spire, Cu argentato, 2 mm Ø; diametro bobina = 10 mm (0,07 μH)
L_3 = 60 mm di striscia di ottone argentato (4 mm x 1,5 mm), 8 mm al di sopra del telaio; presa a 14,5 mm dal lato freddo (induttanza 0,03 μH, impedenza caratteristica circa 130 Ω)

Nelle fig. 4 e 5 sono indicati i risultati medi ottenuti con una piccola serie di diodi varactor BAY 66. Nella fig. 4 la potenza di uscita è riportata in funzione della potenza d'entrata; in fig. 5 è riportato l'andamento del rendimento in funzione della potenza applicata all'ingresso. Considerando che le perdite dei circuiti si aggirano sul 18%, si può concludere che le perdite del diodo, non superano, con una potenza d'ingresso di 12 W, l'11%, e cioè circa 1,3 W. La resistenza termica tra giunzione e contenitore è inferiore a 10° C/W, mentre quella del telaio è stata misurata in circa 7°C/W; complessivamente si ha quindi un valore di resistenza termica di 17°C/W.

Se il varactor BAY 66 viene fatto lavorare alla sua massima temperatura ammissibile alla giunzione (150 °C) e se si suppone una temperatura massima ambientale di 60 °C, la dissipazione massima ammissibile sarà:

$$P_{d\ max} = (150 - 60)/17 = 5,3\ W$$

Ciò prova che il diodo BAY 66 può adeguatamente lavorare con potenze di ingresso fino a 12 W. Nelle fig. 4 e 5, il tratto di grafico tratteggiato indica le prestazioni del diodo quando la potenza applicata all'ingresso va da 12 W a 15 W. Le misure a questi livelli di potenza verranno fatte con un diodo medio funzionante alla

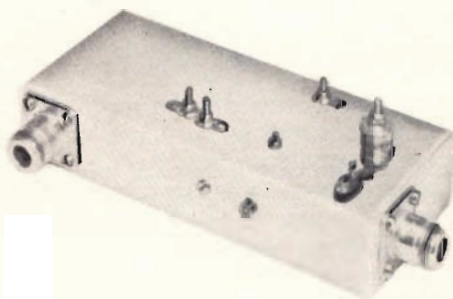



Fig. 11 a - Realizzazione pratica del duplicatore (visto dal lato superiore).

Fig. 11 b - Il duplicatore di fig. 10 visto dalla parte del cablaggio.

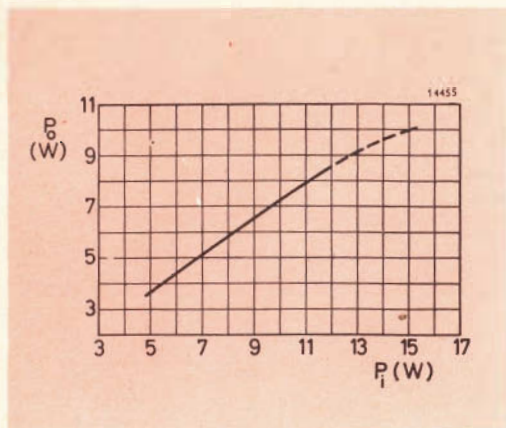



Fig. 12 - Potenza di uscita P_o del duplicatore in funzione della potenza d'ingresso P_i.

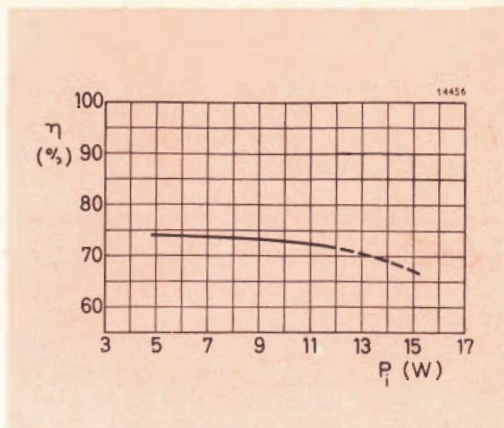



Fig. 13 - Rendimento del duplicatore (η) in funzione della potenza d'ingresso P_i.

temperatura ambiente di 25 °C.

Circuito duplicatore da 116,25 MHz a 232,5 MHz.

La fig. 6 mostra il circuito di un duplicatore di frequenza al cui ingresso è applicato un segnale di 116,25 MHz. In fig. 7a e 7b è riportata la realizzazione pratica di questo circuito. In fig. 8 è riportato il grafico indicante l'andamento della potenza di uscita in funzione della potenza di ingresso, mentre in fig. 9 è riportato il rendimento in funzione della potenza d'ingresso. Se paragoniamo questi grafici con quelli delle fig. 5 e 6 si vede che le prestazioni di questo circuito duplicatore non differiscono sostanzialmente da quelle del duplicatore precedentemente descritto.

Duplicatore di frequenza da 232,5 MHz a 465 MHz.

Il circuito d'ingresso di questo duplicatore (fig. 10) è ad accordo singolo. Nelle fig. 11a e 11b è riportata la realizzazione pratica di questo duplicatore. Il secondario del filtro di banda di uscita è in esecuzione semicoassiale. Una tale esecuzione non è stato possibile adottare per il circuito del primario a causa dell'eccessiva lunghezza che esso avrebbe dovuto assumere. In fig. 12 è stato riportato il grafico indicante l'andamento della potenza di uscita in funzione della potenza d'ingresso e in fig. 13 è riportato il rendimento in funzione della potenza d'ingresso. Anche, il tratto del grafico tratteggiato ha lo stesso significato già spiegato per i precedenti circuiti.

Supponendo di avere una perdita del 13,5% nei circuiti, il rendimento del diodo alla potenza d'ingresso di 12 W può ritenersi dell'84,5%. La potenza dissipata nel diodo è circa il 15,5% di 12 W, vale a dire, circa 1,9 W.

In un prossimo articolo descriveremo due interessanti circuiti triplicatori realizzati con questo diodo e cioè da 77,5 a 232,5 MHz e da 155 a 465 MHz rispettivamente.

L. C.

(da « Electronic Applications »)

Il Governo di Mosca ha comperato per il suo ministro degli Esteri Gromiko una « Lincoln Continental », la vettura dei miliardari americani. L'auto costa, di listino, dieci milioni e mezzo di lire, più gli extra, che in questo caso sono: un bar, un impianto di aria condizionata e la televisione.

SONDA PER OSCILLOSCOPIO

FREQUENZA DI LAVORO = 250 MHz

Realiz. di B. G. Damers e L. L. Kossakowski - Central Application - Laboratori Philips

Si descrive il progetto e la costruzione di una sonda che in unione ad un oscilloscopio consente di osservare funzioni-gradino con tempo di salita di 1 ns. La banda di frequenze osservabili va dalla corrente continua alla frequenza di 250 MHz. È equipaggiata con il triodo EC 1000 in un circuito « cathode follower ». L'attenuazione introdotta da questa sonda è 5,5 dB.

La sonda che descriviamo è equipaggiata con il triodo subminiatura EC 1000 appositamente progettato per questo impiego. La valvola lavora in un circuito « cathode follower », e perciò la sua impedenza di uscita assume un valore che è il reciproco della sua conduttanza mutua (e cioè 1/S = 75 Ω); questo valore diventa pertanto ideale per l'adattamento all'impedenza caratteristica del cavo coassiale che collega la sonda all'ingresso dell'oscilloscopio. Alla frequenza di 250 MHz il circuito d'ingresso della sonda si comporta come un resistore da 500 Ω con in parallelo un condensatore da 6,35 pF.

Progetto della sonda

La fig. 1 indica il circuito di un « cathode follower » che può funzionare sino alla corrente continua. Per avere il valore di corrente anodica raccomandato di 14 mA con una tensione anodica di 80 V, è necessario applicare una tensione di polarizzazione di griglia negativa di $-V_g = 2$ V. Quest'ultimo valore di tensione è, ovviamente, uguale alla caduta di tensione che si verifica agli estremi del resistore catodico R_k:

$$-V_g = (I_1 + I_2)\ R_k$$

da cui

$$I_2 = -(I_1\ R_k + V_g)/R_k$$

Se diamo al resistore catodico R_k il valore di 75 Ω, allora la corrente che attraversa il resistore in derivazione R_b sarà:

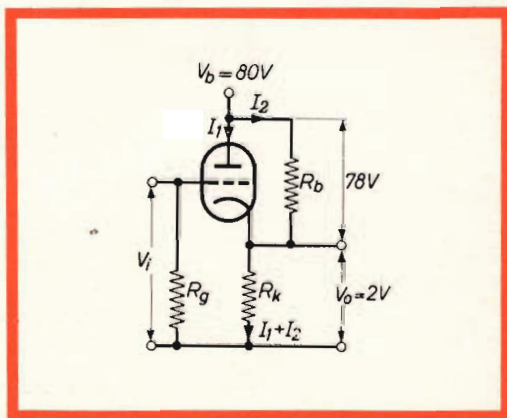



Fig. 1 - Circuito fondamentale di un « cathode follower ».

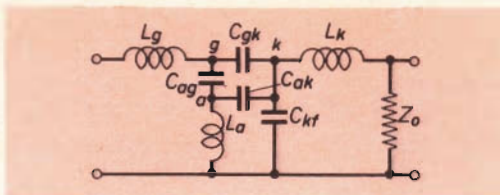



Fig. 2 - Circuito equivalente in R.F. del triodo EC 1000.

$$I_2 = (14 \times 75 \times 10^{-3} - 2)/75 =$$
$$= 0{,}0127 \text{ A} = 12{,}7 \text{ mA}$$

Al resistore in derivazione si dovrà allora assegnare il valore di:

$$R_b = 78/12{,}7 = 6.15 \text{ k}\Omega$$

Siccome per le correnti di alta frequenza questo resistore si trova ad essere in parallelo all'impedenza caratteristica, dovrà essere di esecuzione speciale per alta frequenza. Noi abbiamo scelto, per semplicità un resistore con valore standard di 6,8 kΩ, 3 W, in involucro di vetro. Questo valore leggermente più elevato, produce una diminuzione di I_2 e un corrispondente aumento di I_1.

Circuito equivalente in R.F.

In fig. 2 è riportato il circuito equivalente in R.F. del triodo EC 1000; i valori delle induttanze e delle capacità « a freddo » sono i seguenti:

C_{ag} = 1,8 pF
C_{gk} = 3,5 pF (*)
C_{ak} = 0,5 pF
C_{kf} = 3 pF

(*) a caldo 5,7 pF.

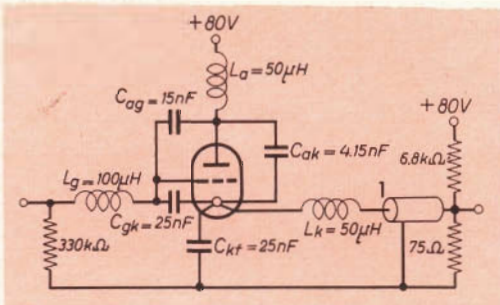



Fig. 3 - Circuito analogo (a quello vero) funzionante alla frequenza di 30 kHz; in questo circuito le capacità interelettrodiche e le induttanze sono rimpiazzate con capacità e induttanze aventi un valore 25000/3 volte superiore a quello del circuito vero. 1 = cavo coassiale.

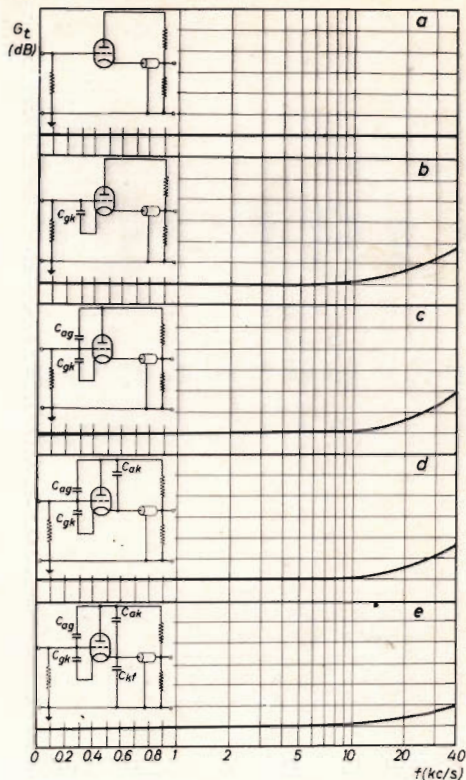



Fig. 4 - Curve di risposta del circuito analogo: a) senza capacità interelettrodiche; b), c), d), e) con l'aggiunta successiva di queste capacità. Ogni divisione delle ordinate corrisponde ad 1 dB.

L_a = 6 nH (**)
L_g = 10,4 nH
L_k = 6,1 nH (**)

La maggior parte di questi valori è così bassa da rendere arduo un completo studio del circuito: ed è per questo motivo che siamo ricorsi ad un « circuito analogo ».

Misure analoghe

Si sono quindi effettuate misure in un « circuito analogo » nel quale le capacità e le induttanze vennero aumentate di un fattore pari a 25.000/3. (Questo particolare rapporto è stato scelto in quanto consente di impiegare induttori di valore standard). L'aumento delle induttanze e delle capacità equivale ad una corrispon-

(**) Impiegando entrambi i piedini del catodo.

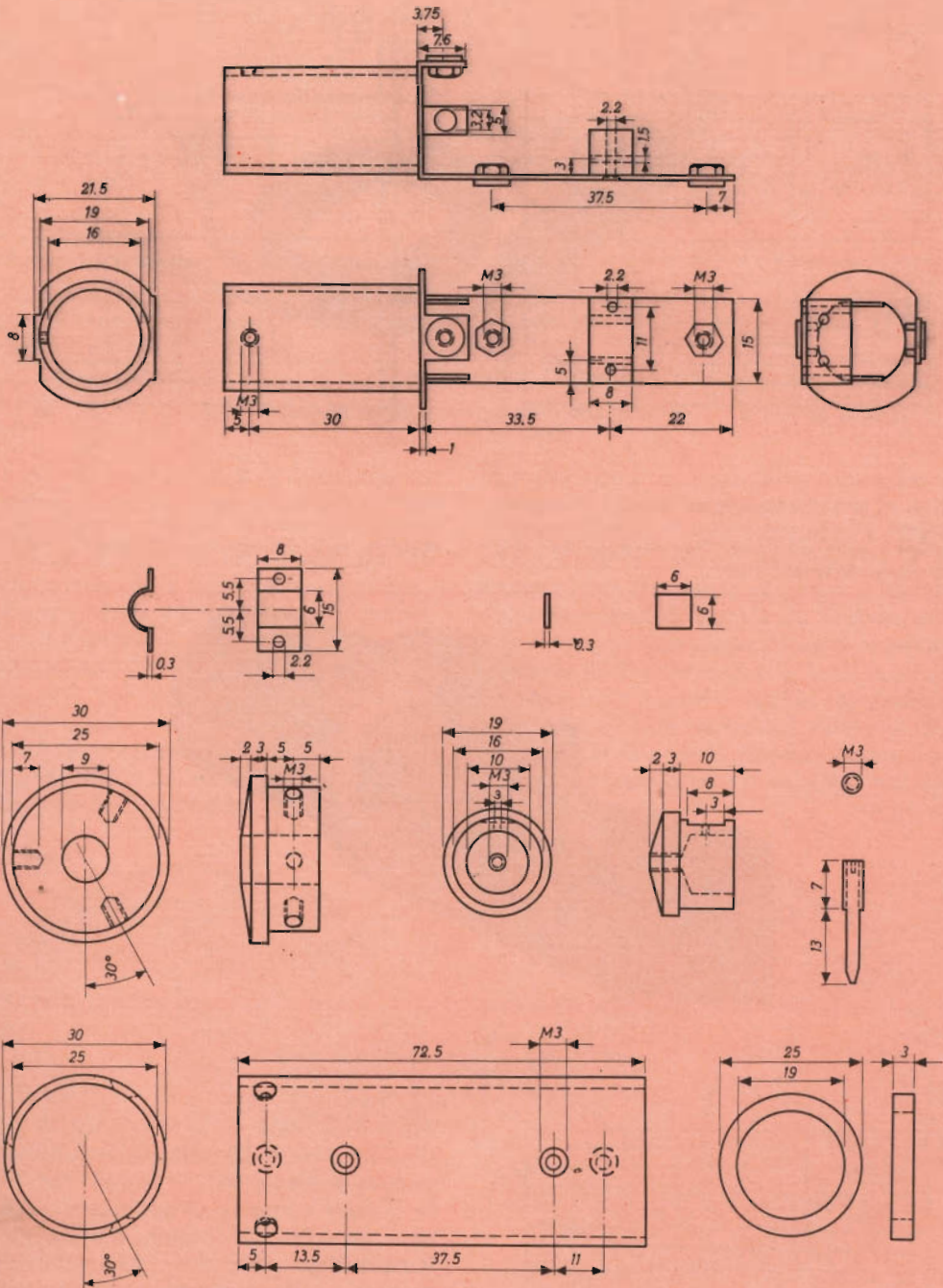



Fig. 5 - Dimensioni in mm delle varie parti di cui è fatta la sonda.

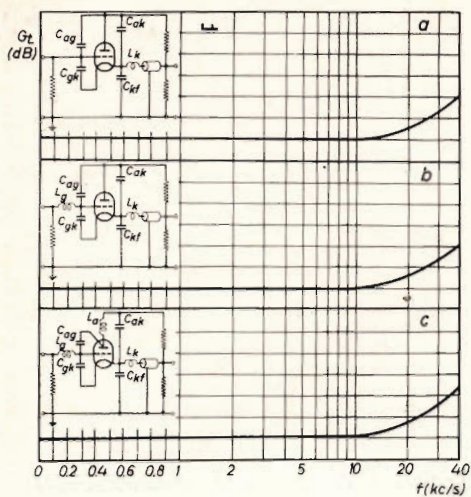



Fig. 6 - Curva di risposta del circuito analogo con l'aggiunta ad una per volta delle capacità interelettrodiche e delle induttanze. Ogni divisione delle ordinate corrisponde ad 1 dB.

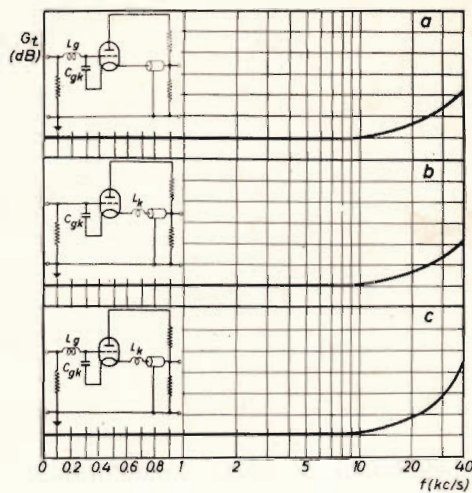



Fig. 9 - Curve di risposta del circuito analogo con varie combinazioni di capacità e induttanze. Ogni divisione delle ordinate corrisponde ad 1 dB.

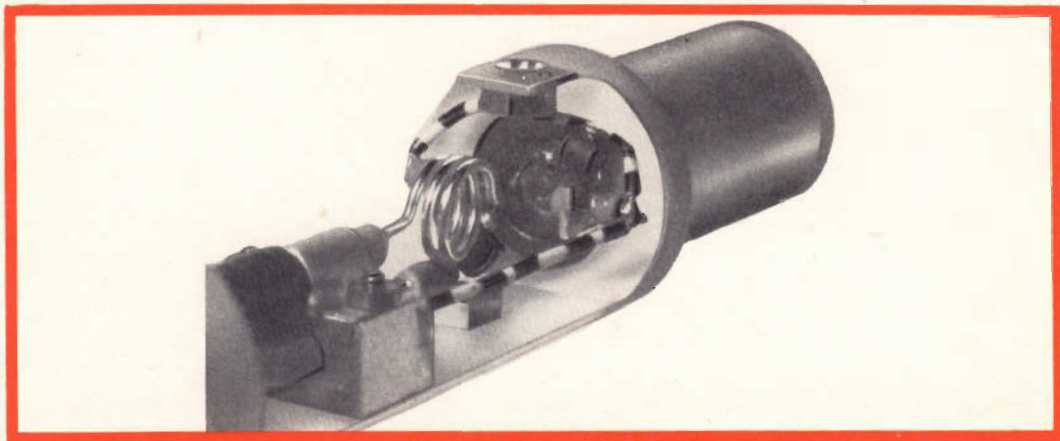



Fig. 7 - Fotografia dell'interno della sonda.

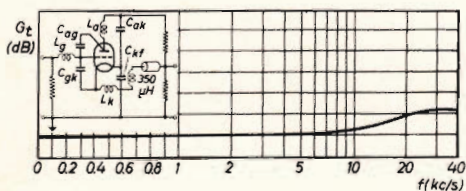



Fig. 8 - Curva di risposta in frequenza del circuito analogo nella quale si può osservare l'influenza dell'induttanza aggiuntiva inserita nel circuito catodico. Ogni divisione dell'ordinata corrisponde ad 1 dB.

dente riduzione della frequenza di lavoro da 250 MHz a 30 kHz. Quest'ultima frequenza è ideale per lo studio del triodo in quanto consente di conoscere l'influenza di tutte le varie modifiche senza correre il rischio di avere dei dubbi sui risultati ottenuti a causa, per esempio, dell'influenza di effetti secondari come le capacità e le induttanze disperse. (Si tenga presente che, essendo trascurabili nel triodo EC 1000 gli effetti del « tempo di tran-

Fig. 10 - Fotografia della sonda con il suo cavo coassiale.

sito » alla frequenza di 250 MHz, non si è ritenuto necessario tenerne conto nel circuito analogo).

Ecco quindi che in fig. 3 abbiamo il « circuito analogo » completo funzionante alla frequenza di 30 kHz. Per prima cosa si è rilevata la curva di risposta del circuito ideale (fig. 4 a); poi, si sono aggiunte, una per volta, le varie capacità interelettrodiche rilevando, volta per volta, la curva di risposta del circuito modificato (fig. 4 b, c, d, e). La stessa cosa si è fatta con le induttanze, aggiungendole una per volta ed ogni volta rilevando la curva di risposta relativa (fig. 9 a, b e c).

Con sorpresa si è visto che la curva di risposta del circuito completo (fig. 6 c) aumenta alle frequenze superiori a 10 kHz, e precisamente di 2 dB a 30 kHz rispetto alle frequenze più basse. Si sono fatte delle prove e si è visto che questo inconveniente poteva essere in parte compensato inserendo un'induttanza del valore di 350 μH in serie al catodo. Questo valore corrisponde a quello di 42 nH circa nel circuito della sonda vera.

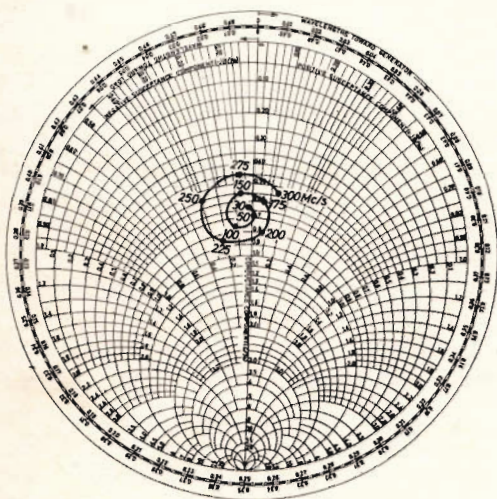



Fig. 11 - Ammettenza del cavo coassiale da 75 Ω. L'impedenza caratteristica d'ingresso dello strumento di misura era 50 Ω.

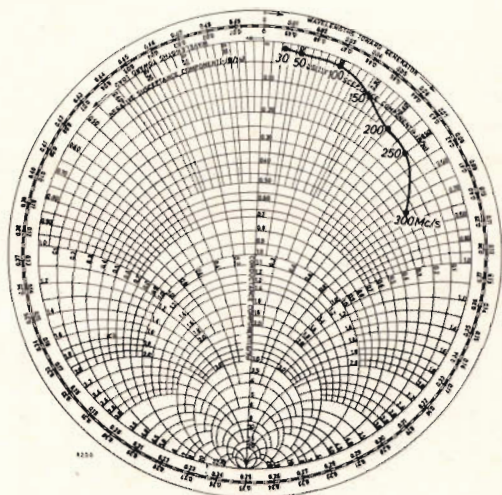



Fig. 12 - Ammettenza d'ingresso della sonda per campo di frequenze da 30 MHz a 300 MHz.

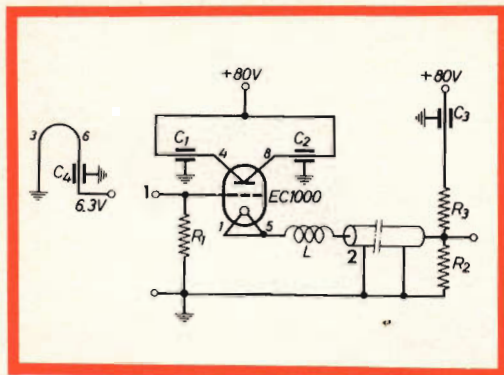



Fig. 13 - Circuito pratico della sonda. I condensatori passanti C_1 - C_4 sono del tipo a 500 V e con valore di 820-1000 pF. Il resistore di fuga di griglia R_1 ha un valore di 330 kΩ ± 10% (1/8 W); R_2 è un resistore ad ossido da 75 Ω ± 2% (1/2 W) e R_3 è un resistore in vetro con valore di 6,8 kΩ ± 5% (3 W). L è formata da 2½ spire di filo di rame rivestito in argento, da 1 mm Ø; Ø della bobina = 7 mm, nucleo di aria. Passo della spirale = circa 2 mm; 1 = punta della sonda; 2 = cavo coassiale.

Il paragone tra le curve di risposta della fig. 9a e 4b e quelle delle fig. 9c e 9b rivela inoltre che l'induttanza aggiuntiva del puntale della sonda e della relativa connessione devono essere ridotte per impedire che l'attenuazione alle alte frequenze aumenti fuori misura.

Il circuito vero

In fig. 13 è riportato il circuito definitivo della sonda. L'uscita del « cathode follower » viene collegata all'ingresso dell'oscilloscopio mediante un cavo coassiale lungo circa 1 m e con impedenza caratteristica di 75 Ω. La sua ammettenza in funzione della frequenza, in condizione di adattamento è riportata sulla carta di Smith riprodotta in fig. 11.

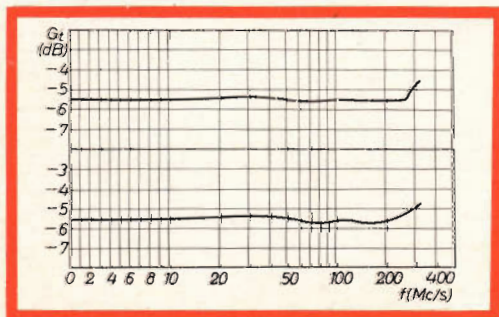



Fig. 14 - Curva di risposta di due sonde.

In pratica la resistenza di carico Z_o (R_2) viene collegata nella parte terminale della linea distribuita d'ingresso dell'oscilloscopio, adattandola così a 75 Ω.

Per impedire che il valore del resistore R_3 vari all'aumentare della temperatura della sonda, verrà montato all'esterno della sonda stessa.

Il triodo EC 1000 è munito di due piedini di uscita sia per l'anodo che per il catodo. Entrambi i collegamenti dell'anodo vengono usati per disaccoppiare l'anodo stesso mentre i due piedini del catodo vengono collegati insieme. Il collegamento della griglia fuoriesce dalla sommità del tubo; una esecuzione questa che consente un collegamento di griglia molto corto.

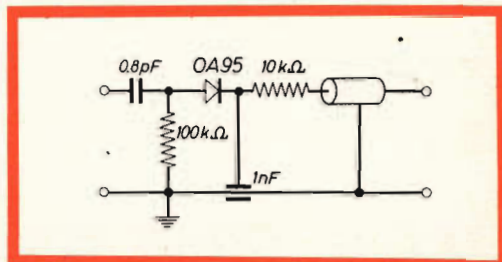



Fig. 15 - Circuito rivelatore usato per le misure.

Come già indicato dalle misure sul circuito analogo, l'induttanza aggiuntiva da inserire tra il catodo e il cavo coassiale deve avere un ordine di grandezza di 40 nH. In base a misure dello smorzamento d'ingresso e della curva di risposta del circuito di una sonda, si è concluso che il valore di 70 nH per questa induttanza rappresenta un buon compromesso tra le misure effettuate su due sonde.

I terminali del filamento vengono disaccoppiati mediante piccoli induttori con nuclei formati da anelli di ferroxcube.

Misure effettuate

In fig. 14 sono riportate le curve di risposta di due esemplari di sonde realizzate in base ai suggerimenti sopra riportati. Nella fig. 16 è indicata la disposizione e il collegamento delle apparecchiature che si sono impiegate per le misure; in fig. 15 è indicato lo schema elettrico del

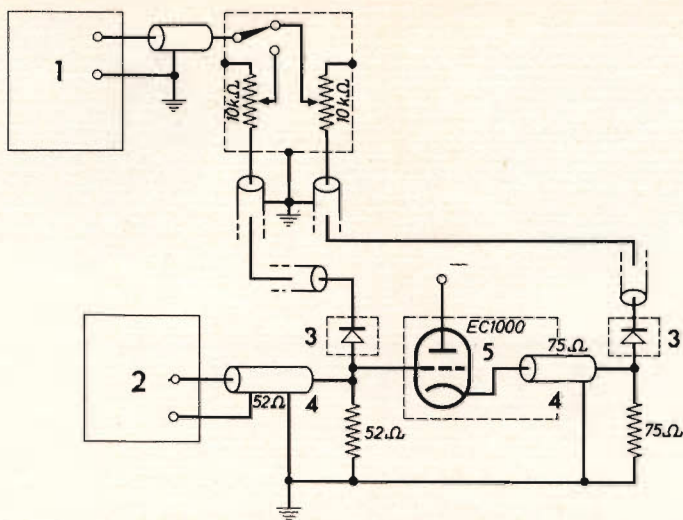
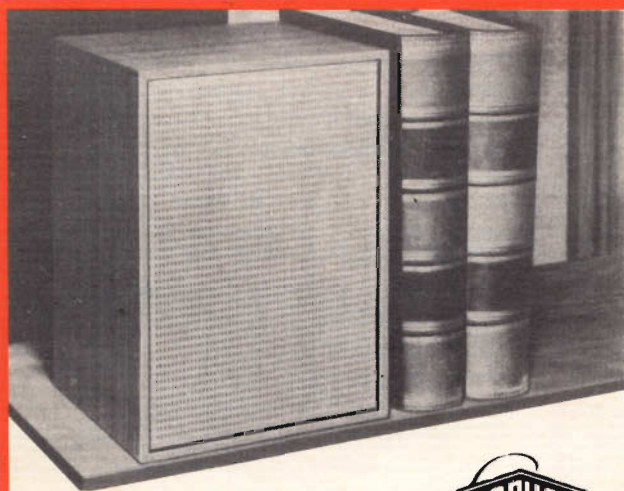



Fig. 16 - Disposizione delle apparecchiature di misura. 1 = voltmetro in c.c.; 2 = generatore di segnali con alternatore calibrato; 3 = rivelatori; 4 = cavo coassiale; 5 = sonda.

COMPACT STEREO SCATOLA KSB 12-20

Modello ridotto, con interruttore medio

La scatola può essere impiegata ovunque grazie alla sua compattezza, vasta gamma di frequenze, interruttore « matching » e potenza.

ISOPHON Lautsprecher

Dimensioni	250 x 170 x 180 mm
Carico nominale	12 W
Carico massimo per musica/conferenze	20 W
Gamma di frequenze (DIN)	60 - 20000 c.p.s.
« Matching » senza trasformatore	4 - 8 Ohm.

In vendita presso la

G.B.C. ITALIANA s.a.s.
Cinisello Balsamo (Milano)

Chiedete cataloghi illustrati dell'intera produzione.

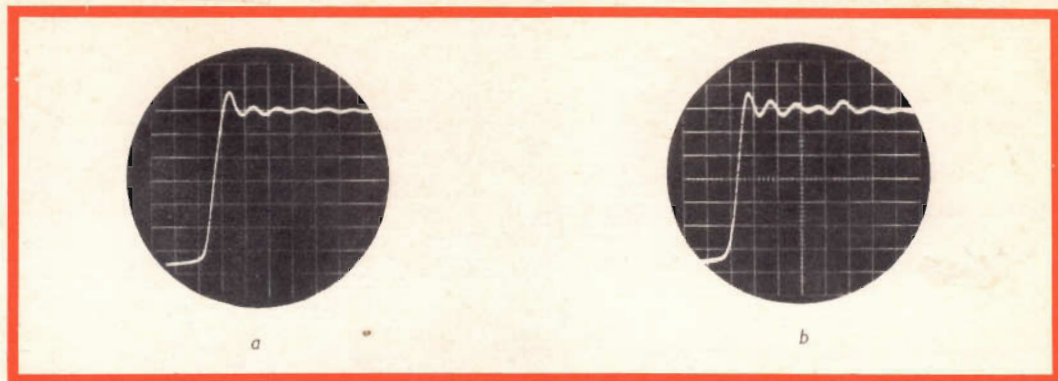



Fig. 17 - Oscillogrammi indicanti (a) una funzione-gradino con tempo di salita di 1 ns circa e (b) la risposta della sonda a questa funzione-gradino.

rivelatore impiegato per le misure. In fig. 12 è riportato l'andamento dell'ammettenza d'ingresso delle due sonde nella gamma di frequenze da 30 a 300 MHz.

L'ammettenza complessa, espressa in µA/V è data dall'espressione:

$$\bar{Y} = \{(a \pm jb)/Z_o\} . 10^6$$

dove **a** indica la componente reale; **b** la componente immaginaria, e Z_o l'impedenza caratteristica dell'apparecchiatura di misura (50 Ω). Per le sonde in questione **a** = 0,1 e **b** = 0,5 alla frequenza di 250 MHz, per cui a questa frequenza, la ammettenza d'ingresso sarà:

$$\underline{Y} = (0{,}1/50 + 0{,}5/50\,j)\, 10^6 =$$
$$= (2000 + 10.000\,j)\ \mu A/V$$

Questo valore corrisponde all'ammettenza complessa di un condensatore di 6,35 pF con in parallelo un resistore di 500 Ω.

In fig. 17 è riportato l'oscillogramma della risposta della sonda alla « funzione-gradino ». La funzione-gradino riprodotta nella fig. 17 a è stata ottenuta mediante un diodo tunnel sperimentale; in assenza di un carico esterno, il tempo di salita era di 1 ns (non si sono prese particolari precauzioni per ridurre l'overshoot e l'ondulazione). In fig. 17 b è riportata questa stessa funzione gradino all'uscita della nostra sonda. Questi oscillogrammi furono ottenuti con oscilloscopio « sampling » a 1000 MHz.

Dettagli per la costruzione

In fig. 5 sono riportate le dimensioni in mm delle varie parti della sonda. Tutte le parti metalliche sono in ottone argentato; e, dove è stato richiesto, si è impiegato materiale isolante a basse perdite. In fig. 10 riportiamo la fotografia della sonda completa di cavo coassiale mentre in fig. 7 è riportata una vista più da vicino della sonda stessa.

(Da « Electronic Applications ») **L. C.**

PONTE PER LA MISURA DELLE INDUTTANZE

Si descrive un apparecchio che permette di effettuare misure del fattore di qualità Q di induttanze per valori compresi fra 10 μH e 100 H, suddivisi in 6 portate. L'apparecchio ha una precisione dell'ordine del 2 % al centro della scala dello strumento di misura. Il circuito si basa sul principio del ponte di Maxwell, formato cioè da quattro rami, con resistenze su due bracci opposti, l'induttanza da misurare e un condensatore sugli altri due bracci.

Lo schema completo del ponte per la misura delle induttanze è riportato in fig. 2. Le resistenze R_2 - R_4 corrispondono alla resistenza R_a della fig. 1; il commutatore S_2 serve per la commutazione delle varie gamme. I condensatori C_1 e C_2 della fig. 2 corrispondono al condensatore C_3 della fig. 1; R_{10} è il potenziometro che sostituisce R_b. L'induttanza da misurare deve essere collegata alle boccole J_1 e J_2, la resistenza R_8 di fig. 2 è rappresentata con R_Q nella fig. 1.

Funzionamento

Il segnale alternato che serve per le misure è fornito da un oscillatore Colpitts (transistore T 2) funzionante a 1000 Hz. L'avvolgimento utilizzato è realizzato su un nucleo toroidale per evitare l'irraggiamento.

Per aumentare la sensibilità delle induttanze di piccolo valore, è previsto un transistore T 1 che funziona da amplificatore il cui segnale è applicato alle boccole J_3 e J_4 dell'auricolare.

Le resistenze R_3, R_6, R_7 con i condensatori C_3, C_4, C_5 formano un filtro a doppio T destinato a sopprimere le oscillazioni di 2ª armonica, che renderebbero difficile il rilievo esatto dell'equilibrio del ponte.

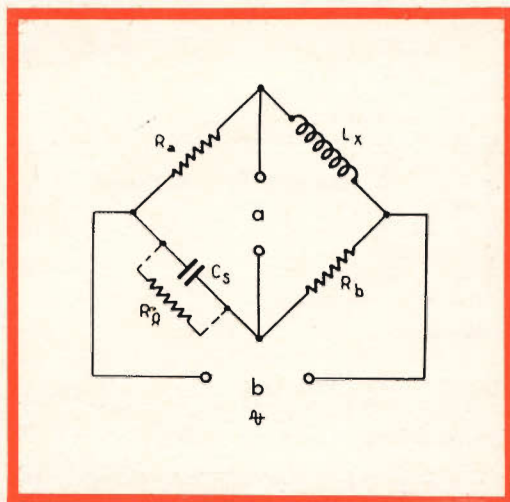



Fig. 1 - Schema elettrico di principio del ponte di Maxwell; a = indicatore di zero, b = segnale.

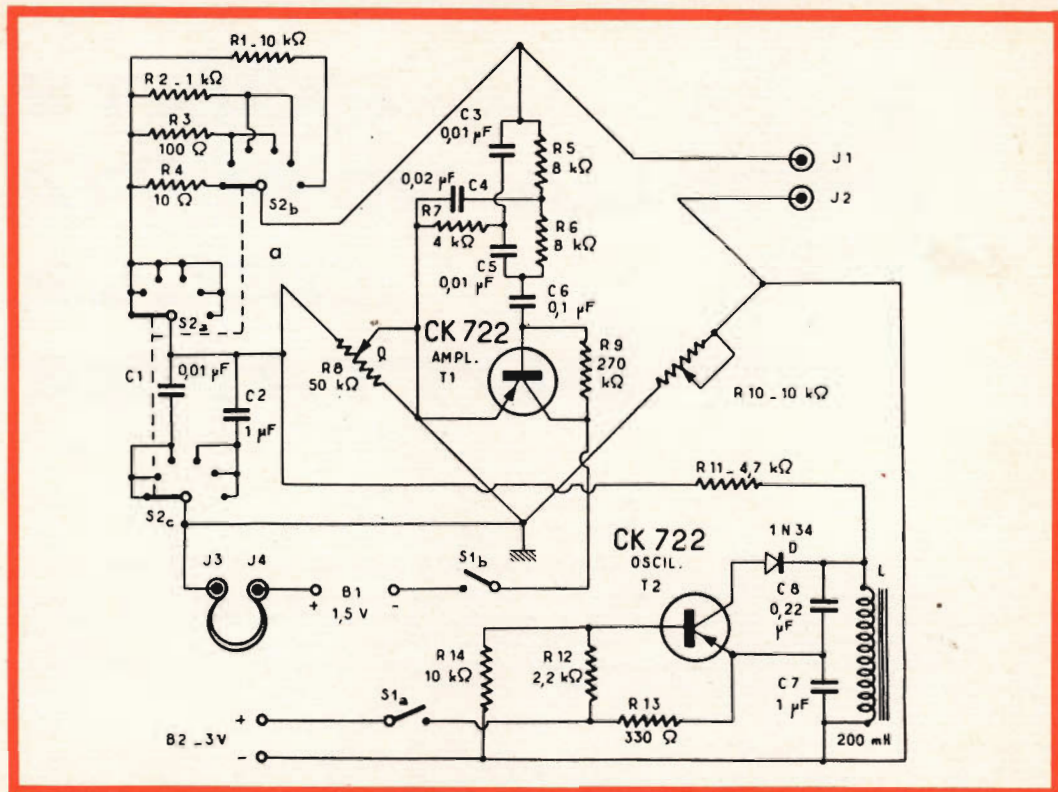



Fig. 2 - Schema elettrico completo del ponte per la misura delle induttanze; a = commutatore di gamma.

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 10 kΩ, 1%
R_2 = 1 kΩ, 1%
R_3 = 100 Ω, 1%
R_4 = 10 Ω, 1%
R_5 R_6 = 8 kΩ, 1%
R_7 = 4 kΩ, 1%
R_8 = 50 kΩ, potenziometro a filo
R_9 = 270 kΩ, 10%
R_{10} = 10 kΩ, potenziometro a filo lineare
R_{11} = 4,7 kΩ
R_{12} = 2,2 kΩ
R_{13} = 330 Ω
R_{14} = 10 kΩ

Condensatori

C_1 = 0,01 μF, 5% a mica
C_2 = 1 μF, 5%
C_3-C_5 = 0,01 μF ceramico
C_4 = 0,02 μF ceramico
C_6 = 0,1 μF a carta
C_7 = 1 μF a carta
C_8 = 0,22 μF a carta

Diodi e Transistori

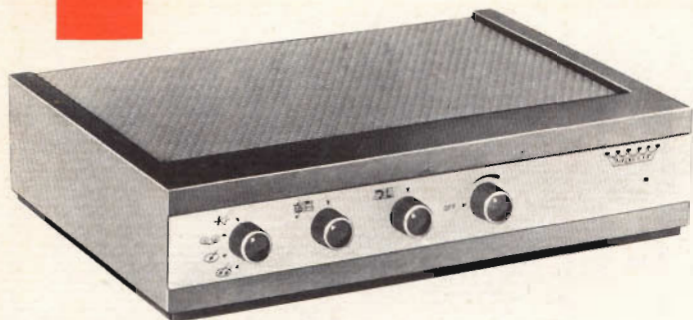
D = 1N34 (OA 85)
T1 e T2 = CK 722 o OC 71

Vari

L = bobina da 190 a 200 mH realizzata di preferenza su un nucleo toroidale
S_1 = interruttore bipolare
S_2 = commutatore a 3 vie, 6 posizioni
B_1 = pila da 1,5 V
B_2 = pila da 3 V

Realizzazione

Il prototipo di questo apparecchio è stato montato su un pannello d'alluminio di 25 cm x 19 cm sul quale si sono fissati i commutatori, i potenziometri, le boccole dell'auricolare e quelle di collegamento dell'induttanza da misurare.

Il cablaggio dei diversi componenti viene effettuato di preferenza su una picco-

STEREO AMPLIFIER 8 W

mod. UB 31

Sensibilità: 280 mV pick-up 40 mV radio
Distorsione armonica (a 8 W): ≤ 8%
Risposta di frequenza (a — 3 dB): 30 ÷ 18.000 Hz
Controllo toni alti e bassi separati
Commutazione ingressi mono e stereofonici
Semiconduttori impiegati N. 14
Alimentazione: 110÷220 Vca - 50 Hz
Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm.
KIT SM/409 WIRED Z/709

AM-FM TUNER

mod. UL 40

Sensibilità FM: 8 μV
Sensibilità AM: 560 μV/m
Tensione d'uscita: 0,8 V
Antenna AM incorporata
Scala parlante illuminata
Uscita BF preamplificata ed equalizzata
Semiconduttori impiegati N. 12
Alimentazione 110÷220 Vca - 50 Hz
Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm.
KIT SM/410 WIRED Z/710

DISTRIBUTED BY
MILAN - LONDON - NEW YORK

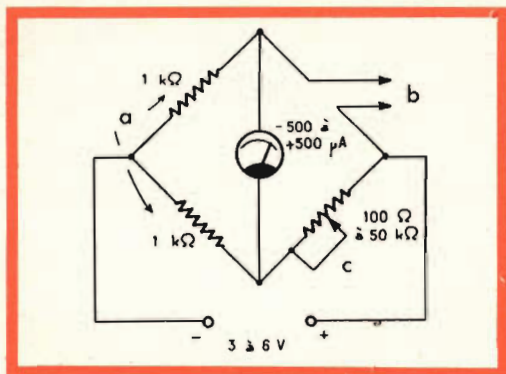



Fig. 3 - Schema di principio per la calibrazione dello strumento: a = resistenze di precisione; b = verso R_8 e R_{10}; c = resistenza a decadi.

la piastra e se non è possibile nel modo convenzionale.

Calibrazione

Per la calibrazione dei potenziometri R_{10} e R_8 si segua lo schema di principio della fig. 3.

Si dispone la cassetta a decadi sul valore di 100 Ω e si regola quindi il potenziometro R_8 o R_{10} in modo da ottenere una deviazione nulla dell'indicatore d'equilibrio che sarà un galvanometro a zero centrale con sensibilità di 500 μA o un voltmetro elettronico. Segnare sul quadrante questo punto d'equilibrio pari a 0 Ω; aumentare poi con scatti di 100 Ω il valore della resistenza sulla cassetta a decadi fino a che si ottiene il valore massimo dei potenziometri, ossia 10 kΩ per R_{10} a 50 kΩ per R_8.

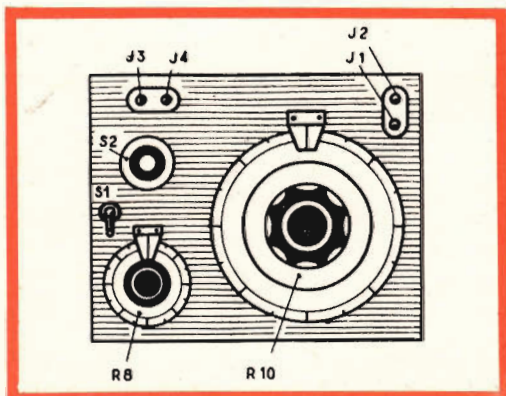



Fig. 4 - Realizzazione pratica del pannello frontale dello strumento.

Il potenziometro R_{10} è equipaggiato di un quadrante di grande diametro e le graduazioni saranno fatte da 0 a 100. Le differenti gamme sono indicate nella tabella 1.

TABELLA 1

Posizione di S_2	Gamma coperta
0,00001	10 μH - 1000 μH
0,0001	100 μH - 10 mH
0,001	1 mH - 100 mH
0,01	10 mH - 1 H
0,1	0,1 H - 10 H
1	1 H - 100 H

Le graduazioni del quadrante dei potenziometri R_8 e R_{10} sono lineari.

Utilizzazione del ponte

Accendere lo strumento per mezzo dell'interruttore S_1, collegare l'induttanza da misurare alle boccole J_1 e J_2, determinare in quale gamma si deve fare la misura e agire sul commutatore di gamma S_2 e sul potenziometro R_{10} e cercare di ottenere l'annullamento del segnale di bassa frequenza.

Quando si ottiene questa condizione, leggere il valore trovato sul quadrante del potenziometro R_{10}, e moltiplicare per il fattore di moltiplicazione del commutatore S_2. Si può leggere il valore della resistenza della bobina direttamente sul quadrante del potenziometro R_8.

Per conoscere il coefficiente di qualità Q, basta applicare la relazione:

$$Q = L\ \omega / R$$

Poichè F = 1000 Hz, ω = 6280, si avrà:

$$Q = 6280\ L/R$$

Un'altra soluzione per la calibrazione consiste nell'utilizzazione delle bobine di diverso valore noto con precisione. È sufficiente per la prima gamma da 10 μH a 1000 μH, avere tre bobine del valore per esempio di 10 μH, 300 μH e 800 μH, per tracciare i 3 punti determinati quando si ottiene l'annullamento del segnale nell'auricolare e per tracciare le graduazioni intermedie che sono lineari.

Per la calibrazione delle altre gamme si procederà nello stesso modo.

F. T.

(Da « L'electronique professionnelle »)

R-Y B-Y SEGNALI PER IL COLORE

II Parte

La rappresentazione vettoriale dell'andamento di un'onda sinusoidale è molto utile quando si vuole conoscere immediatamente il risultato della somma di due tensioni suinusoidali. È interessante vedere come proprio la fase del vettore risultante individui il colore mentre l'ampiezza dello stesso vettore indica l'altra caratteristica del colore, e cioè la sua saturazione.

Abbiamo visto in precedenza come per avere l'informazione del colore sia sufficiente trasmettere solo le tensioni R-Y e B-Y, attraverso opportuna modulazione della sottoportante.

La migliore soluzione per effettuare questa trasmissione è quella di prendere i segnali B-Y e R-Y ed applicarli separatamente ad un modulatore (fig. 3). Insieme a questi segnali vengono introdotte in ciascun modulatore portanti con frequenza di 4,43 MHz sfasate tra di loro di 90°. Queste portanti, dopo essere state modulate in ampiezza, vengono « combinate » in modo da formare **un'unica portante.**

Quanto abbiamo detto sopra ,si può comprendere meglio spiegandolo mediante i vettori. Abbiamo visto quindi come le due portanti a 4,43 MHz sono state sfasate di 90°. Due onde sinusoidali (e tali appunto sono le due portanti) sfasate di 90° possono essere rappresentate come indicato in fig. 4a oppure mediante vettori come indicato in fig. 4b. Le due rappresentazioni sono equivalenti, ma quella vettoriale ha il vantaggio, di fornirci, una immagine più chiara dei fenomeni in questione. Non è necessario, per il nostro caso, conoscere tutta la teoria dei vettori, ci basti sapere che essi rappresentano tensioni alternate.

Quando tracceremo due vettori aventi tra loro un determinato angolo, ciò significherà che anche le tensioni alternate che essi rappresentano saranno sfasate tra loro proprio del valore di quell'angolo.

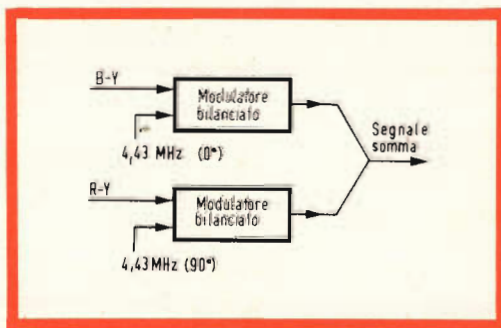



Fig. 3 - Sistema di modulazione impiegato per trasmettere due segnali del colore su di una sottoportante.

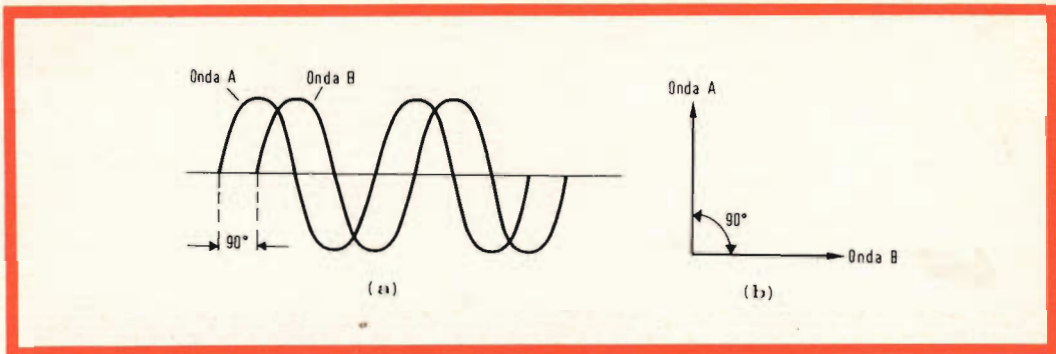



Fig. 4 - a) Due onde sinusoidali sfasate di 90°. b) Indicazione del precedente fenomeno mediante due vettori sfasati di 90°.

Con riferimento alla fig. 5a, il vettore contraddistinto con B-Y rappresenta la portante modulata della tensione B-Y; parimente, il vettore R-Y rappresenta la portante modulata dalla tensione R-Y. Se queste tensioni o segnali vengono combinati insieme, avremo una risultante. Se i segnali R-Y e B-Y hanno la stessa intensità, il segnale risultante dalla loro combinazione occuperà la posizione indicata in fig. 5b. Se il segnale B-Y predomina, la risultante si troverà più vicina a questo segnale (fig. 5c).

Al contrario se è il segnale R-Y che è più intenso, la posizione del vettore risultante sarà più vicina a questo segnale (fig. 5d).

Vediamo quindi come l'angolo di fase del vettore risultante sia determinato dal vettore più grande. Siccome, in definitiva, B-Y e R-Y rappresentano l'informazione del colore di una video-immagine l'angolo del vettore risultante varierà al variare del colore. Questa è una caratteristica che ci informerà sulla natura del segnale di colore. Mentre l'altra caratteristica è fornita dal fatto che l'ampiezza dei segnali R-Y e B-Y indica la forza (l'intensità, e quindi la saturazione) di un particolare colore. Ma su questi due concetti ritorneremo sopra più avanti.

Si tenga presente che i segnali R-Y e B-Y, prima di essere addizionati vanno a modulare in ampiezza le rispettive portanti separate con frequenza per entrambi di 4,43 MHz ma sfasate l'una rispetto all'altra di 90°.

Conseguenza: ciascun segnale modulato sarà formato da una portante a 4,43 MHz e da una serie di bande laterali, proprio come avviene in una normale modulazione AM. Quando i due segnali vengono combinati, il segnale risultante porterà anche le rispettive bande laterali.

Sostiamo un momento e ricapitoliamo. Se ricostruiamo tutto il nostro segnale del colore ecco ciò che troviamo. Innanzitutto abbiamo il segnale monocromatico o segnale Y ($Y = 0{,}59\ V + 0{,}30\ R + 0{,}11\ B$), la cui frequenza può estendersi da 0 a 4 MHz

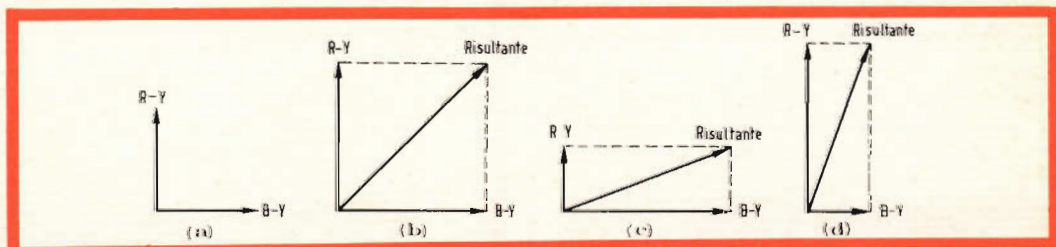



Fig. 5 - Posizione angolare e ampiezza della sottoportante risultante per differenti valori di B-Y e R-Y. a) Vettori B-Y e R-Y. b) Valore e fase della risultante quando i due vettori sono uguali. c) Valore e fase della risultante quando B-Y è più forte di R-Y. d) Valore e fase della risultante quando R-Y è più forte di B-Y.

circa. Poi abbiamo una sottoportante del colore con frequenza di 4,43 MHz. Questa sottoportante viene modulata in AM dai due segnali R-Y e B-Y; il contenuto di questa modulazione si trova in una serie di bande laterali con frequenza sopra e sotto il valore della frequenza della sottoportante. Quando si estendono le bande laterali al di sopra o al di sotto la frequenza della sottoportante dipende dalla banda di frequenze contenute nelle tensioni modulanti R-Y e B-Y.

Abbiamo già visto come l'occhio sia perfettamente soddisfatto di un'immagine a colori fatta con un segnale con frequenza massima fino a 1,5 MHz. (È inutile infatti trasmettere un dettaglio molto fine di colore e quindi un'estesa banda di frequenze, se poi l'occhio non lo vede). Ma un'immagine fatta con una banda così limitata sarebbe scarsamente dettagliata ed ecco allora che il completamento del dettaglio viene fatto con un segnale bianco e nero, la cui banda di frequenze si estende fino a 4 MHz.

Quindi l'informazione del colore arriva fino a 1,5 MHz, da 1,5 MHz a 4 MHz viene trasmessa un'informazione in bianco e nero.

Detto ciò è evidente che anche le frequenze delle bande laterali del colore prodotte dålla modulazione della sottoportante con i due segnali del colore (che fino a questo momento sono R-Y e B-Y) si estenderanno da 0 solo fino a 1,5 MHz. Queste condizioni inoltre possono subire un'altra modifica in quanto i tre colori primari sono richiesti solo per oggetti grandi, e cioè per quegli oggetti riproducibili con un segnale avente una frequenza fino a 0,5 MHz.

Per gli oggetti di media grandezza, per esempio, quelli riproducibili con frequenze di segnale da 0,5 a 1,5 MHz, basta impiegare solo **due** colori primari.

In altre parole possiamo dire così: per sfruttare questa particolare situazione (limitazione dell'occhio nei riguardi del dettaglio colorato) ci occorrono due segnali del colore, uno avente una banda che si estende fino a 0,5 MHz e un altro avente una banda che vada da 0 a 1,5 MHz. Il problema successivo sarà quindi questo: Come sono composti questi due segnali di colore?

Per dare una soddisfacente risposta a questa domanda riprendiamo la rappresentazione vettoriale dei segnali R-Y e B-Y, riprodotta in fig. 6a dove al posto del segnale di luminanza Y (dei vettori R-Y e B-Y) abbiamo sostituito l'espressione equivalente e cioè $0,59\ V + 0,30\ R + 0,11\ B$.

Effettuando questa semplice sostituzione avremo:

$$R - Y = R - (0,59\ V + 0,30\ R + 0,11\ B)$$

dove togliendo le parentesi

$$R - Y = R - 0,59\ V - 0,30\ R - 0,11\ B$$

e raccogliendo termini uguali

$$R - Y = 1\ R - 0,30\ R - 0,59\ V - 0,11\ B$$

raccogliendo il fattore comune eseguendo la sottrazione

$$R - Y = (1 - 0,30)\ R - 0,59\ V - 0,11\ B$$

avremo

$$R - Y = 0,70\ R - 0,59\ V - 0,11\ B$$

e parimente sostituendo nell'altro segnale B-Y, il valore noto del segnale di luminanza avremo:

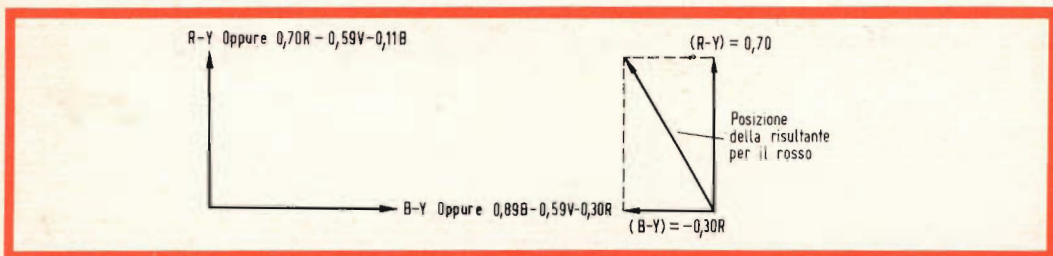



Fig. 6 - Come possa il colore determinare la posizione del vettore risultante; a) Equazioni indicanti la composizione di B-Y e R-Y. b) Posizione della risultante quando viene trasmesso solo il colore rosso.

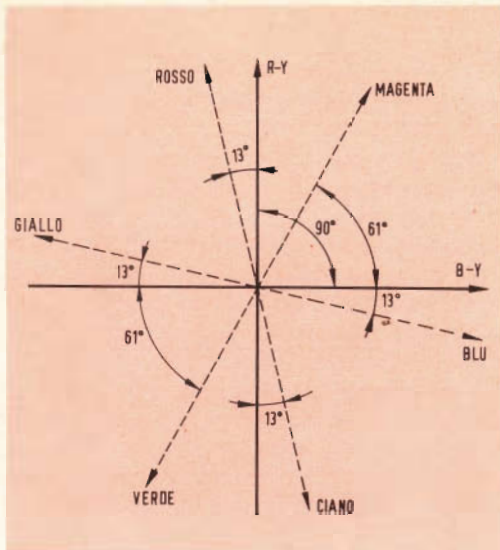



Fig. 7 - La fase della sottoportante risultante (dalla somma vettoriale delle sue sottoportanti sfasate di 90°) è determinata dal colore trasmesso.

$$B - Y = B - (0{,}59\,V + 0{,}30\,R + 0{,}11\,B)$$

effettuando le stesse operazioni di prima avremo

$$B - Y = 0{,}89\,B - 0{,}59\,V - 0{,}30\,R$$

Cosa ci dicono queste due nuove espressioni dei segnali R-Y e B-Y?

Semplicemente questo, e cioè, che i vettori R-Y e B-Y contengono le tensioni dei colori **R**osso **Ve**rde e **B**lu nelle proporzioni indicate.

Supponiamo ora che la telecamera riprenda una scena dove ci sia solo il colore rosso. La tensione di uscita dell'orthicon per il verde sarà zero, parimente la tensione di uscita all'orthicon per il blu avrà anch'essa valore zero; pertanto i segnali differenza R-Y e B-Y diventeranno semplicemente

$$R - Y = 0{,}70\,R$$
$$B - Y = -0{,}30\,R$$

Questa particolare condizione può essere indicata mediante vettori (fig. 6a); in fig. 6b si può immediatamente vedere la posizione del vettore risultante. Questa appunto è la posizione che il vettore occupa quando viene trasmesso solo il colore rosso.

Seguendo il precedente processo si può facilmente conoscere quale sarà la posizione del vettore risultante quando viene trasmesso **solo** il verde oppure **solo** il blu, o infine qualsiasi altro colore ottenuto combinando questi tre colori primari in qualsiasi proporzione. In fig. 7 sono riportati alcuni colori; possiamo vedere ora più chiaramente che mai, come possa **variare la fase della sottoportante risultante al variare del colore trasmesso.** E con questa affermazione ci ricolleghiamo con quanto abbiamo detto in precedenza, e cioè: l'angolo di fase della risultante è determinato dal colore dell'immagine. Inoltre, l'ampiezza (e cioè la lunghezza del vettore determinerà invece l'intensità del colore (e cioè la sua maggiore o minore saturazione, vale a dire, la sua maggiore o minore diluizione con il bianco).

Fino qui però non abbiamo ancora risposto al problema prefissatoci e cioè:

Quale delle due tensioni del colore che modulano la sottoportante deve avere la banda passante più ampia (e cioè fino a 0-1,5 MHz) e quale invece deve avere la banda passante più stretta (e cioè 0-0,5 MHz)?

A questa domanda risponderemo nella prossima puntata.

VIA G. MAZZINI, 136

TELEFONO 28.871

RIPARAZIONE DI UN SELETTORE A TRANSISTORI

La sostituzione dei selettori UHF a valvole con quelli a transistori va sempre più estendendosi. Per consentire ai nostri lettori di familiarizzare con la tecnica di controllo e riparazione di questi selettori a transistori abbiamo pubblicato questo articolo nel quale il lettore vedrà come, tenute presenti le caratteristiche dei transistori, egli possa con tutta sicurezza applicare nella riparazione quella tecnica di controllo e di « signal tracing » che già conosce e che già con successo applica nei selettori UHF a valvole.

La riparazione di un selettore UHF a transistori segue gli stessi criteri usati per la riparazione di un selettore analogo a valvole. Naturalmente, in un selettore a transistori abbiamo altri valori di tensione. Il fatto poi che in un circuito a transistori una eventuale interruzione o cortocircuito producano una considerevole variazione nei valori delle tensioni, facilita enormemente il compito del riparatore. La tensione di alimentazione (220 V) viene abbassata mediante un resistore in serie; una eventuale variazione della tensione **dopo** questo resistore fornisce già una prima indicazione riguardo ad una eventuale interruzione o cortocircuito.

Per misurare le correnti del circuito di emettitore o di collettore si devono impiegare strumenti di misura con bassa resistenza interna (< 30 Ω); diversamente, si potrebbero variare le condizioni di lavoro del transistore. Per questo motivo si consiglia, per valutare la corrente di emettitore, di misurare la tensione presente sul resistore di emettitore e dividerla per il valore del resistore di emettitore stesso (legge di Ohm I = E/R). Per la misura delle tensioni si può impiegare un voltmetro a valvola o meglio un tester con resistenza interna elevata (10... 30 kΩ/V).

Misura di una tensione continua

Dal valore delle tensioni presenti sui vari elettrodi del transistore o sul resistore di alimentazione R_V, si può arguire se il difetto si trova in un resistore di alimentazione, in un condensatore o nel transistore stesso. Indicheremo sui vari elettrodi del transistore i valori **normali** di funzionamento e in particolare quelli del circuito di collettore, emettitore e base di uno stadio amplificatore RF con circuiti oscillanti a linee di Lecher (1/4 λ). In questo selettore, la corrente di emettitore, in normali condizioni di funzionamento è 1,8 mA. Partendo da questi valori di tensione presenti in questo stadio **in con-**

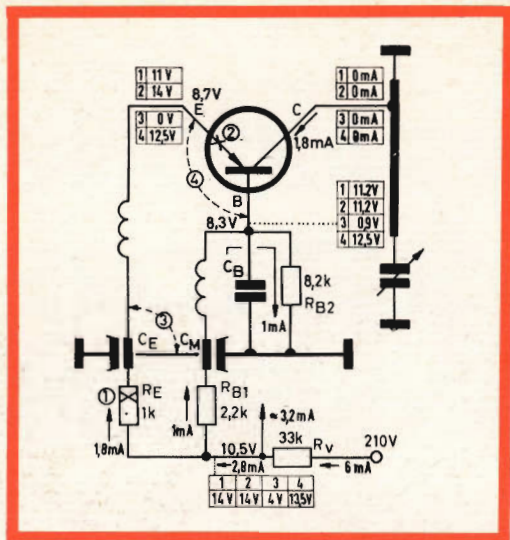



Fig. 1 - Valori di tensione presenti sugli elettrodi di un transistore in caso di guasto nel circuito dell'emettitore.

a) Interruzione di R_E
b) Interruzione del terminale interno del transistore
c) Cortocircuito di C_E
d) Cortocircuito tra base e emettitore.

Fig. 2 - Valori di tensione presenti sugli elettrodi del transistore quando si verifica un guasto nel circuito di base.

a) Interruzione di R_{B2}
b) Interruzione di R_{B1}
c) Cortocircuito tra C_B e C_M
d) Interruzione del terminale interno della base.

dizioni normali di funzionamento sarà più facile individuare un guasto in caso si riscontrino tensioni molto lontane da questi valori.

CIRCUITO DI EMETTITORE

In normali condizioni di funzionamento, passano nel resistore R_V circa 6 mA; di questi, 2,8 mA sono dello stadio preamplificatore e 3,2 mA dello stadio mescolatore (fig. 1). La corrente che attraversa il partitore R_{B1} e R_{B2} ammonta a circa 1 mA, la corrente di emettitore a circa 1,8 mA. La tensione sull'emettitore è circa 8,7 V, quella sulla base è 0,4 V più bassa, e cioè, 8,3 V.

a) Se viene interrotto il resistore di emettitore R_E, la corrente di collettore si annulla. Sul terminale di emettitore del transistore si trova **sempre** una tensione dovuta alla resistenza interna della base e dell'emettitore e ciò, nonostante l'interruzione del resistore R_E. In particolare sull'emettitore si misura una tensione di 11 V e sulla base una tensione di 11,2 V.

La tensione dopo il resistore R_V sale da 10,5 a 14 V.

b) Interruzione del collegamento di emettitore all'interno del transistore. La tensione sulla base ammonta a 11,2 V, mentre la tensione di emettitore diventa ora 14 V (misurata sul resistore R_E). Siccome la corrente di emettitore I_E e quindi la corrente di collettore I_C sono nulle, la tensione prima del resistore R_E sarà di 14 V.

c) Il condensatore di emettitore C_E è in cortocircuito. L'emettitore si trova quindi a massa e pertanto la tensione di emettitore V_E sarà nulla. La tensione dopo il resistore R_V scenderà a 4 V mentre la tensione sulla base V_B sarà 0,9 V; la corrente di collettore si annulla.

d) Cortocircuito tra base e emettitore. La tensione sulla base e sull'emettitore ammonterà a 12,5 V; la corrente di collettore sarà ancora zero e la tensione dopo il resistore R_V ammonterà a 13,5 V.

CIRCUITO DI BASE

a) Se viene interrotto il resistore del partitore di base R_{B2} allora $I_C = 0$ e $V_E = V_B = 18$ V, dato che la corrente circolante nel partitore di tensione è nulla. Sulla base la tensione è presente a causa della resistenza interna dell'emettitore e della base.

La tensione dopo il resistore R_V diventa 18 V (fig. 2).

b) Interruzione del resistore R_{B1}. La corrente di collettore sale a 4,5 mA. V_B ammonta a 1,1 V, $V_E = 1,5$ V, $V_{RV} = 6$ V.

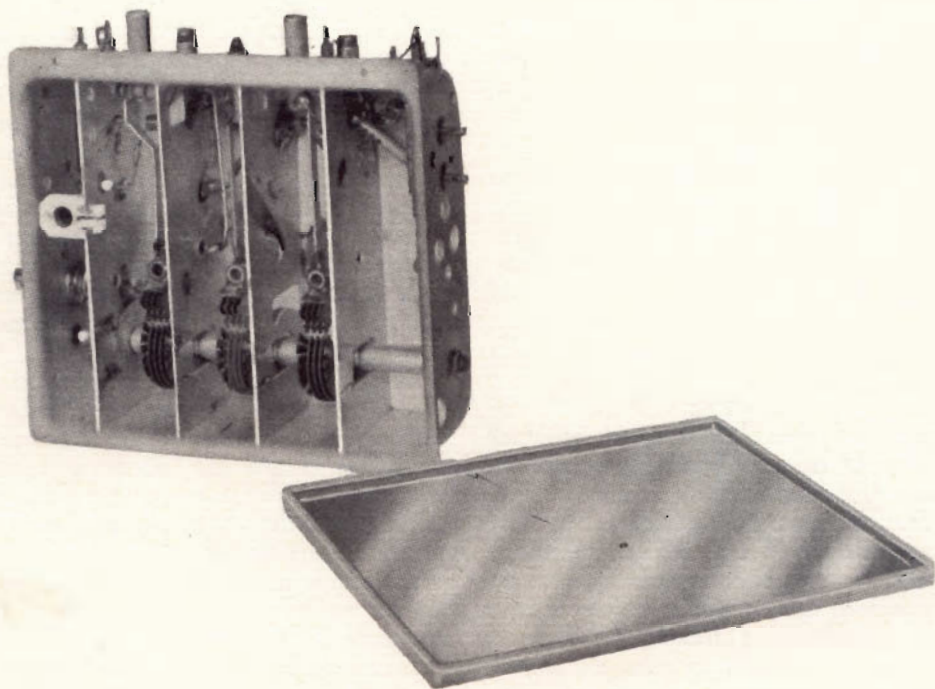
c) Se va in corto il condensatore di base C_B e il condensatore di disaccoppiamento C_M, la corrente di collettore diventa $I_C = 2,2$ mA mentre la corrente di emettitore diventa $I_E = 3,6$ mA.

La tensione di base si annulla e quindi $V_B = 0$. La tensione di emettitore in seguito alla maggiore caduta di tensione su R_E ammonta ancora a 0,4 V. mentre $V_{RV} = 4$ V.

d) Se s'interrompe il collegamento di base all'interno del transistore allora $I_C = 0$, $V_E = 14$ V, V_B sale al valore di 11 V, $V_{RV} = 14$ V.

CIRCUITO DI COLLETTORE

a) b) Nel caso di interruzione del terminale del collettore (ciò accade raramente nei transistori mesa impiegati nei selettore UHF in quanto il sistema elettrodico del transistore viene saldato su un supporto massiccio) la tensione sull'emettitore sale a 13 V come pure la tensione di base sale a 12,7 V. Nel circuito base-emettitore scorrerà una corrente $I_E = 1$ mA. Se l'interruzione si verifica nel circuito esterno del collettore allora $V_C = V_B = 12,2$ V (fig. 3).

c) Nel caso di cortocircuito tra base e

Vista interna del selettore di canali UHF tipo A3.72952/PM a transistori.

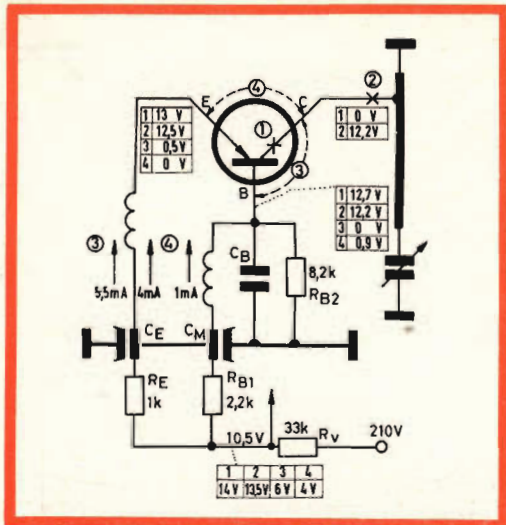



Fig. 3 - Valori di tensione presenti sugli elettrodi di un transistore quando si verifica un guasto nel circuito del collettore.

a) Interruzione del terminale interno del collettore
b) Interruzione del circuito del collettore
c) Cortocircuito tra base e collettore
d) Cortocircuito tra emettitore e collettore.

collettore, I_E diventa 5,2 mA. In seguito alla maggior caduta di tensione su R_E, V_E diventa solo 0,5 V, $V_{RV} = 6$ V, $V_B = V_C = 0$ V.

d) Cortocircuito tra emettitore e collettore $V_E = V_C = 0$ V, $V_B = 0,9$ V, $V_{RV} = 4$ V. Attraverso il resistore di emettitore R_E scorrono verso massa 4 mA mentre attraverso R_{B1} e la resistenza interna base-emettitore scorrono 1,2 mA.

Controllo dei transistori Mesa

Il controllo del transistore si effettua misurando la resistenza diretta e inversa mediante un voltmetro a valvola.

In particolare, si deve misurare la resistenza diretta e inversa del diodo emettitore-base e quella del diodo collettore-base. Per fare questo controllo non è necessario dissaldare il transistore oppure estrarlo dal suo supporto; non c'è neanche bisogno di « aprire » il selettore per vedere se la resistenza di un transistore è troppo bassa oppure se c'è qualche interruzione. Per il controllo di questa resistenza si devono impiegare soltanto voltmetri a valvola nei quali la misura della resistenza viene effettuata mediante piccoli accumulatori con tensione di 1,25 ÷ ÷ 1,5 V; impiegando valori di tensioni superiori si corre il pericolo di perforare la giunzione.

La resistenza diretta e inversa di un diodo, a causa della non linearità della curva caratteristica dipende dal valore della tensione applicata. Ciò si deve tener presente quando si effettuano queste misure sui transistori; diversamente si otterrebbero valori di resistenza che potrebbero indurre in errore.

La resistenza diretta viene misurata sulla scala più bassa dello strumento. Nei transistori mesa la resistenza diretta ammonta a 5... 20 Ω, la resistenza inversa del diodo emettitore-base 1000... 2000 Ω, la resistenza inversa del diodo base-collettore ammonta invece ad alcuni MΩ.

Controllo dello stadio preamplificatore UHF

La corrente del transistore preamplificatore viene regolata a circa 1,5... 2 mA (fig. 4). La tensione di alimentazione che viene regolata mediante il resistore in serie R_V ammonta a 13 V, misurata sul resistore di emettitore di 1 kΩ; la caduta di tensione agli estremi di questo resistore è circa 1,5... 2 V; di conseguenza, la tensione sull'emettitore sarà compresa tra 11,5 e 13 V. La tensione di base, con una corrente di partitore di 2... 3 mA ammonta a circa 11... 13 V; essa viene a essere più bassa della tensione di emettitore di circa 0,3... 0,4 V.

Le resistenze diretta e inversa si possono misurare senza aprire il selettore. Tra i punti M2 e M3 si può misurare una resistenza diretta di 700 Ω e una resistenza inversa di 1,5... 2 kΩ. Se la giunzione è interrotta il valore di questa resistenza diretta è 700 Ω.

La resistenza diretta del diodo base-collettore misurata tra il punto M3 e massa ammonta a circa 15 Ω.

La resistenza inversa ammonta a 5... 6 kΩ dato che in parallelo a questa resistenza si trovano anche i resistori del partitore. Se la giunzione è perforata il valore della resistenza si trova tra 5... 20 Ω.

Stadio autooscillante additivo

La tensione di alimentazione sul punto M4 ammonta a 11,6 V, quella sull'emettitore è 9,1 V e quella sulla base è 8,4 V, la resistenza inversa e diretta del diodo base-collettore viene misurata tra i punti M5 e M6. Tale resistenza ammonta a 15 Ω in senso diretto mentre in senso inverso a causa dei resistori da 3 kΩ e 5 kΩ posti in parallelo al diodo base-collettore tale resistenza ammonta a circa 7... 8 kΩ. Se la giunzione è perforata questi valori sono identici in entrambe le direzioni.

Controllo del transistore oscillatore

Il voltmetro a valvola viene collegato sull'emettitore del transistore- mescolatore T_1.

Se i circuiti accordati dell'oscillatore sono a massa, la tensione sull'emettitore aumenta di 0,7 V e cioè passa da 9,1 a 9,8 V; ciò significa che l'oscillatore prima del cortocircuito lavorava normalmente.

« Signal tracing » del selettore

In un selettore a transistori il « signal tracing » si effettua come nei selettori a valvola (fig. 5). Si deve solo tener presente che quando si controlla la curva di risposta complessiva la reazione dell'uscita della frequenza intermedia è maggiore che in un selettore a valvole.

Se non si toglie il cavo d'ingresso dell'amplificatore della frequenza intermedia e se non si smorza ulteriormente il punto di misura 6, sulla curva di risposta avremo una insellatura. Per effettuare questo controllo si applica un vobbulatore ai morsetti di antenna e, il segnale ricavato mediante una sonda a diodo all'uscita della frequenza intermedia, viene osservato sullo schermo di un oscilloscopio. Il circuito della frequenza intermedia viene smorzato con un resistore di circa 100 Ω; in questo modo, il segnale della frequenza intermedia non disturba la curva di risposta UHF.

Il segnale UHF può essere prelevato anche su entrambi i conduttori interni del

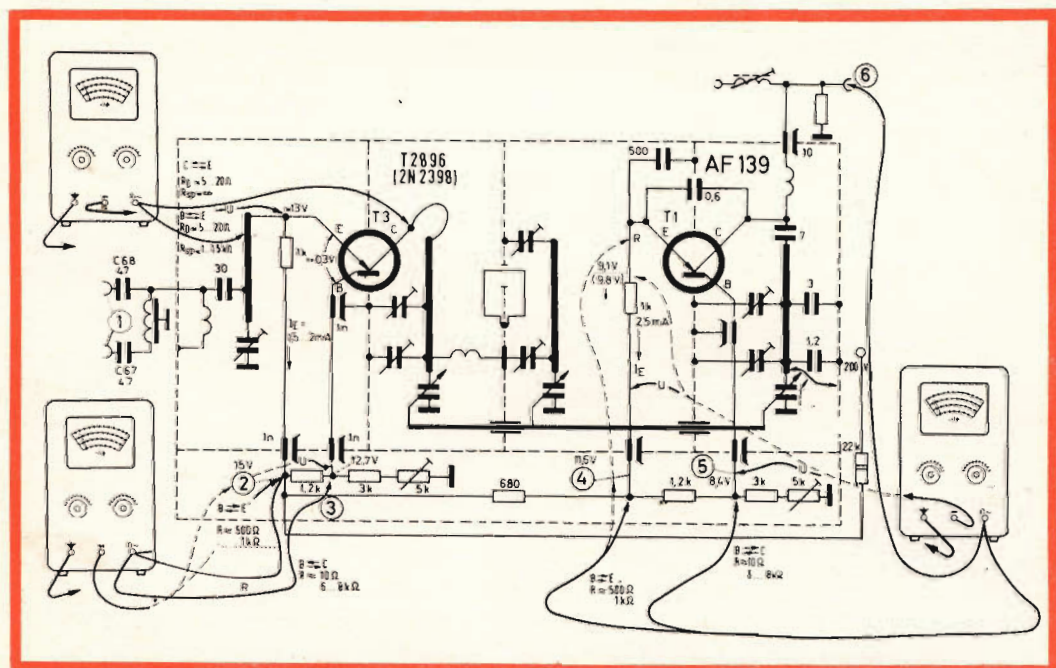



Fig. 4 - Come devono essere collegati gli strumenti quando si vogliono controllare i valori di tensione e di resistenze in un selettore UHF.

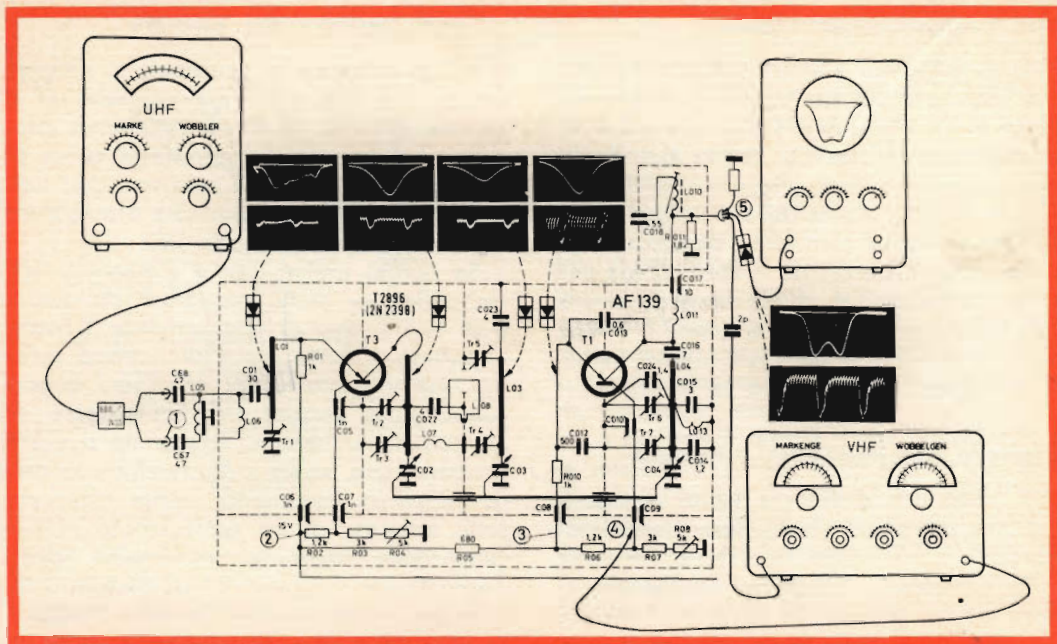
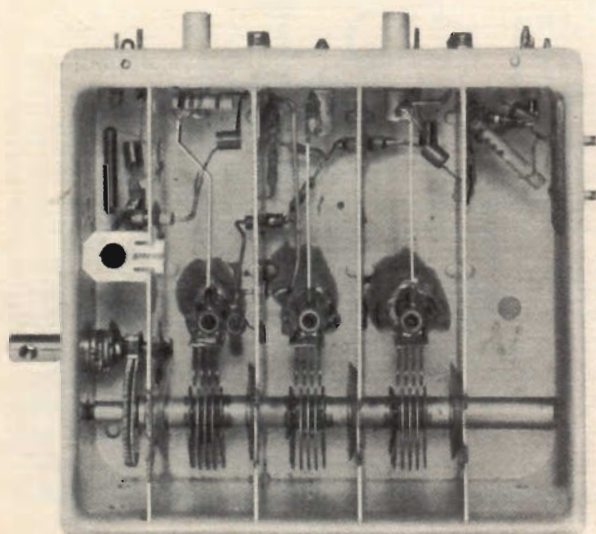
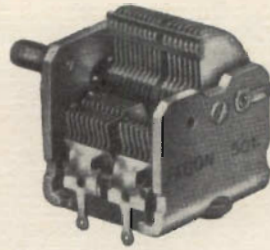
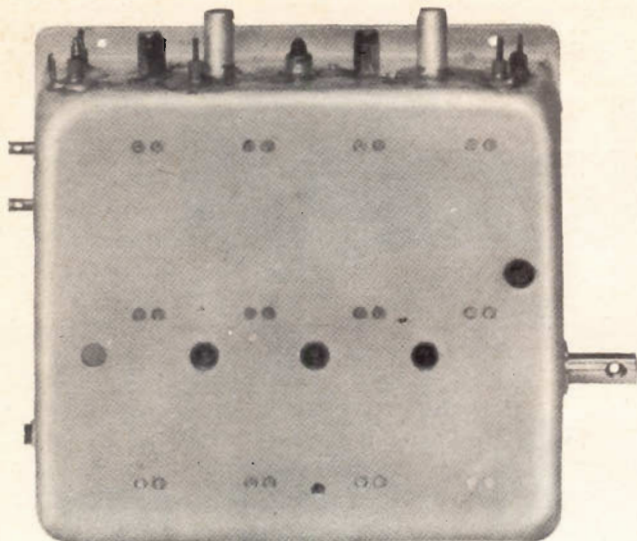



Fig. 5 - Come devono essere collegati gli strumenti quando si vuole effettuare il « signal tracing » o la taratura di un selettore UHF a transistori.

filtro passa-banda come pure dal circuito a π. Se, per esempio, non funziona il transistore mescolatore, all'uscita FI del selettore non è presente alcun segnale mentre il segnale può essere invece osservato all'ingresso dello stadio mescolatore.

La tensione del segnale deve avere all'uscita della frequenza intermedia un livello 10 volte superiore a quello del se-

Selettore di canali UHF a transistori, in cui si possono vedere tutti i vari componenti.

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

Selettore di canali UHF, A3.72952/PM equipaggiato con i transistori AF 186/81 e AF 186/82.

gnale d'ingresso. Anche un segnale TV proveniente da un trasmettitore UHF o da un generatore di barre (tensione di uscita circa 30... 50 mV) può essere rivelato sui punti di misura M6 o sui circuiti accordati e osservato sullo schermo di un oscilloscopio. Siccome la tensione sui filtri di banda ha un livello molto basso, per effettuare un buon signal tracing è necessario impiegare una sonda in cui il diodo sia inserito in un circuito duplicatore di tensione; inoltre, è necessario che l'oscilloscopio impiegato abbia una buona sensibilità. Non conviene aumentare il livello del segnale di ingresso altrimenti si corre il pericolo di sovraccaricare i due transistori. È necessario inoltre che la curva di risposta osservata all'uscita del selettore si trovi entro la gamma della frequenza intermedia; in particolare, la portante video dovrà avere la frequenza di 38,9 MHz e la portante audio la frequenza di 33,4 MHz. Per controllare la posizione di queste due portanti sulla curva di risposta si dovranno iniettare all'uscita del selettore valori di frequenza ottenuti da un Marker e accoppiati all'uscita FI mediante un condensatore da 2 pF.

Sostituzione dei transistori

Disponendo di un opportuno saldatore si possono sostituire in dieci minuti entrambi i transistori. Questi saldatori sono di ridotte dimensioni e a bassa tensione; la loro potenza è circa 20 W e consentono di effettuare saldature puntiformi.

Quando si saldano i transistori nuovi, il calore della saldatura deve essere eliminato applicando una pinzetta tra il punto della saldatura e il transistore.

Non si devono usare per questo lavoro saldatori alimentati con tensione di 220 V sia a causa delle loro notevoli dimensioni sia perché la notevole tensione alternata esistente tra l'elemento riscaldante e l'involucro esterno venendo ad essere applicata tra base ed emettitore o tra base e collettore del transistore ne potrebbe perforare la giunzione.

Anche i saldatori a pistola non sono adatti per questo lavoro in quanto non è possibile dosare esattamente il calore comunicato alla punta, inoltre, la continua interruzione della corrente nell'elemento riscaldante può produrre dannose sovratensioni.

CIRCUITO DI ACCENSIONE A TRANSISTORI PER AUTOMOBILI

Descriviamo in questo articolo un circuito di accensione elettronica a transistori che può interessare a molti lettori per la novità dell'argomento. Per la sua realizzazione comunque non possiamo assicurare un sicuro risultato pratico in quanto alcuni componenti, come per esempio la bobina con rapporto 400 : 1, non sono facilmente reperibili in commercio. Il circuito descritto in questo articolo deve perciò essere considerato come una semplice « informazione » di carattere sperimentale.

Il circuito di accensione elettronica dei motori di automobili illustrato in fig. 1 mostra un esempio di utilizzazione dei transistori 2N1073B in cui la tensione emettitore-collettore e collettore-base è di 120 V invece di 80 V come nel caso di impego dei transistori 2N174. La corrente massima dei transistori 2N1073B è di 10 A, essi sono montati in parallelo e il buon funzionamento del circuito non viene influenzato anche se le caratteristiche dei transistori non sono perfettamente uguali.

L'utilizzazione dei transistori 2N1073B migliora le caratteristiche del circuito poiché è possibile utilizzare un diodo Zener di protezione previsto per una tensione più elevata. Si può dunque ammettere una tensione indotta al primario più alta al momento della scarica fra le puntine platinate e ne risulta una tensione secondaria più elevata.

La bobina di accensione usata in questo circuito ha un rapporto di 400 : 1, essa può dare una tensione al secondario di 27-30 kV ad una velocità di 4.500 giri al minuto.

Ricordiamo che una bobina con rapporto elevatore più elevato di quello di una bobina classica (400 : 1 invece di 100 : 1) è necessaria in un sistema di accensione elettronico a transistori, perchè le sovratensioni applicate al transistore disposto nel circuito primario non superano la tensione massima ammissibile. Il diodo Zener costituisce una sicurezza per evitare delle sovratensioni accidentali.

Il condensatore C_2 da 100 pF, non induttivo, protegge nello stesso tempo i transistori da picchi di tensione ad alta frequenza.

Il condensatore C_1 da 50 μF - 200 V, di tipo elettrolitico, è montato all'ingresso del circuito per smorzare i picchi di tensio-

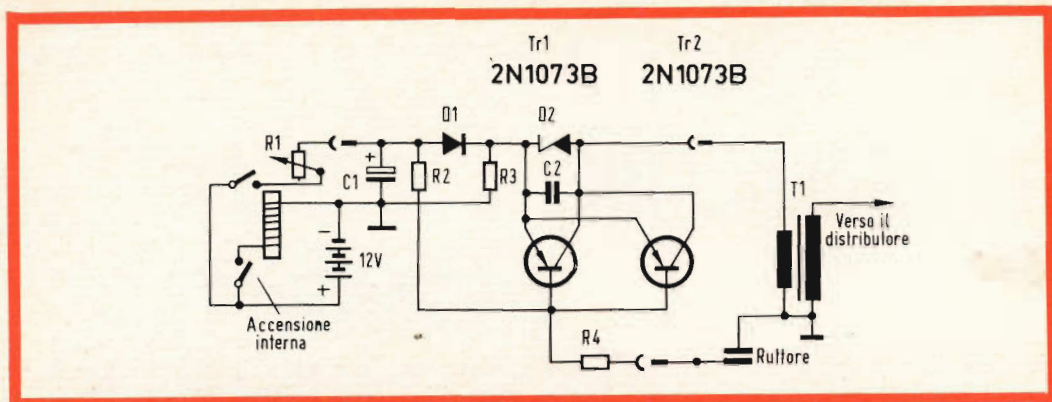



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di accensione a transistori.

COMPONENTI

R_1	=	0,5 Ω - 100 W regolabile
R_2	=	30 Ω - 5 W a filo
R_3	=	300 Ω 5 W a filo
R_4	=	5 Ω - 25 W a filo
C_1	=	50 μF 150-200 V elettrolitico, temperatura di funzionamento 85 °C
C_2	=	100 pF - 500 V a mica non induttivo
D_1	=	25HB15, al silicio, da 25 A, tensione inversa di cresta 150 V
D_2	=	IN3005A, zener - 100 V - 10. W
T_1	=	bobina d'accensione speciale, rapporto 400 : 1
Tr_1, Tr_2	=	2N1073B di potenza o equivalente

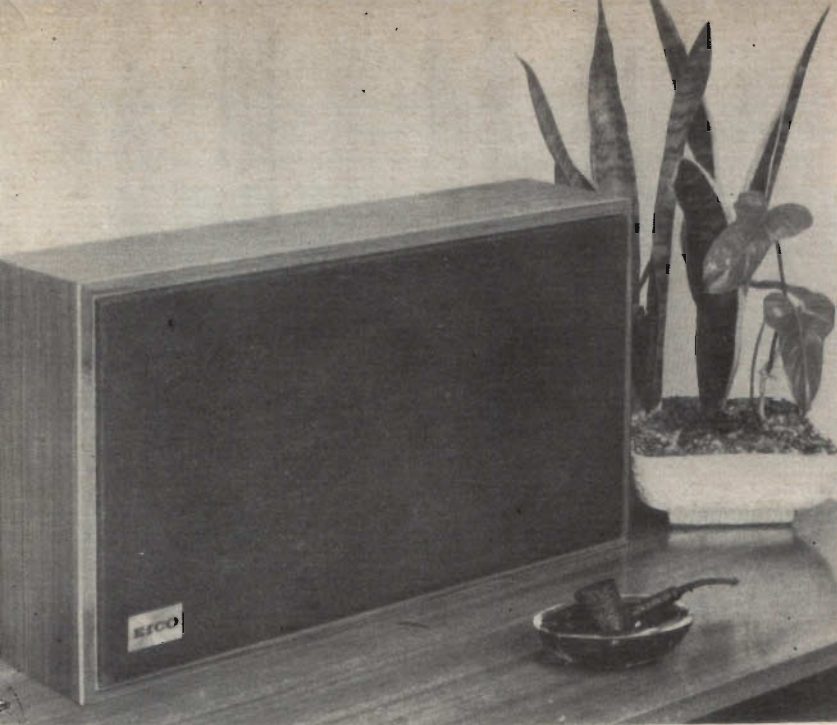
ne indesiderabili dovuti all'azione della dinamo, del regolatore, del motorino di avviamento e del relè.

I due transistori di potenza vengono montati su un radiatore adatto e convenientemente isolato. Un radiatore è previsto anche per il diodo raddrizzatore al silicio D_1 avente una corrente di 25 A e una tensione inversa di picco di 150 V.

Il diodo Zener D_2 è previsto per una tensione di 100 V e una potenza di 10 W; esso viene montato sullo stesso radiatore usato per i transistori con collegamenti corti agli emettitori e ai collettori.

Si noterà l'utilizzazione del relè RL_1 da 12 V - 120 mA, in cui i contatti sono previsti per una corrente di 10 A. L'uso di questo relè non è indispensabile e viene utilizzato quando la potenza dell'interruttore di accensione è un poco bassa. Si deve tener conto che questo stesso interruttore si trova in serie con altri accessori (tergicristallo, ventilatore di riscaldamento, ecc) e quando tutti questi sono in funzionamento, le correnti di alimentazione si aggiungono a quella che è necessaria per l'accensione e devono essere sopportate dai contatti dell'interruttore di accensione.

Con il relè RL_1 le correnti del circuito di accensione non attraversano più l'interruttore, ma semplicemente quello di eccitazione del relè, di 200 mA. Su alcune automobili, viene montata una resistenza di compensazione in serie al primario della bobina d'accensione che si trova cortocircuitata durante la messa in moto al fine di ottenere la scintilla massima in avviamento, quando la batteria è più sollecitata. La debole corrente d'alimentazione del relè non rende più necessario il corto circuito di questa resistenza quando si adotta l'accensione elettronica, a causa della debole caduta di tensione. Se non si utilizza il relè RL_1, la resistenza in serie « ballast » deve essere cortocircuitata.

L'utilizzazione del relè RL_1, introduce un problema che è necessario risolvere. In effetti è impossibile arrestare il motore con l'interruttore d'accensione se l'automobile ha una spia luminosa per il controllo della carica della batteria, perchè in questo caso il circuito si richiude con la lampadina corrispondente e il relè è sempre eccitato. Questa lampadina è di solito collegata al

MOBILE ACUSTICO "EICO" mod. HFS-6

3 GAMME SONORE 3 COMPLESSI RIPRODUTTORI

CARATTERISTICHE TECNICHE

3 riproduttori « Woofer » da 25 cm, magnete in lega ceramica da 350 grammi, frequenza di risonanza uguale a 30 Hz - Altoparlante per le note medie da 21,5 cm con cono interno smorzatore - « Tweeter » con radiatore a cupola.

« Crossovers » - Passa-alto ($\geq$600 Hz) realizzato con circuito LC, per alimentare l'altoparlante, da 21,5 cm - Passa-alto ($\geq$4000 Hz) realizzato con un ponte capacitivo, per alimentare il « Tweeter ».

Comandi - Attenuatore delle note alte per adattare la riproduzione alla risonanza dell'ambiente.

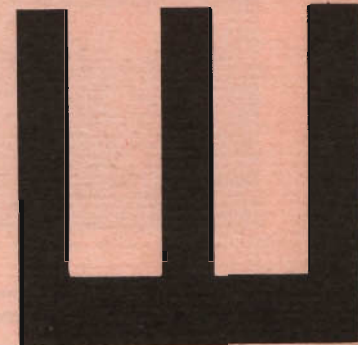
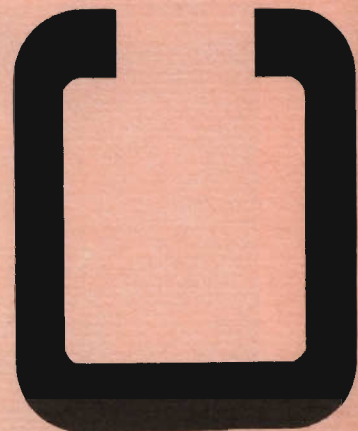
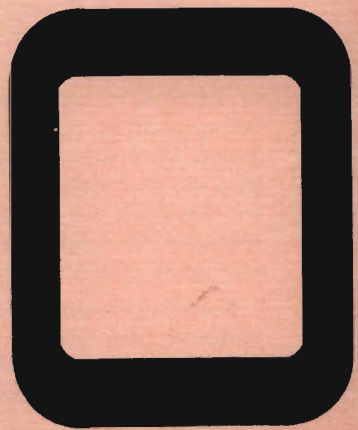
Gamma di frequenza riproducibile - Da 50 a 20.000 Hz.

Cassa acustica - Ad apertura posteriore variabile per appiattire il picco di impedenza alla risonanza fondamentale.

Potenza di dissipazione - 25 Watt (per « pieni » orchestrali sino a 40 W).

Rendimento elettro acustico - Normale. Può essere pilotato da un amplificatore da 10 W. **Impedenza** - 8 ohm.

Dimensioni d'ingombro - cm. 33×59×14,5. **Peso** - circa 11,3 Kg.

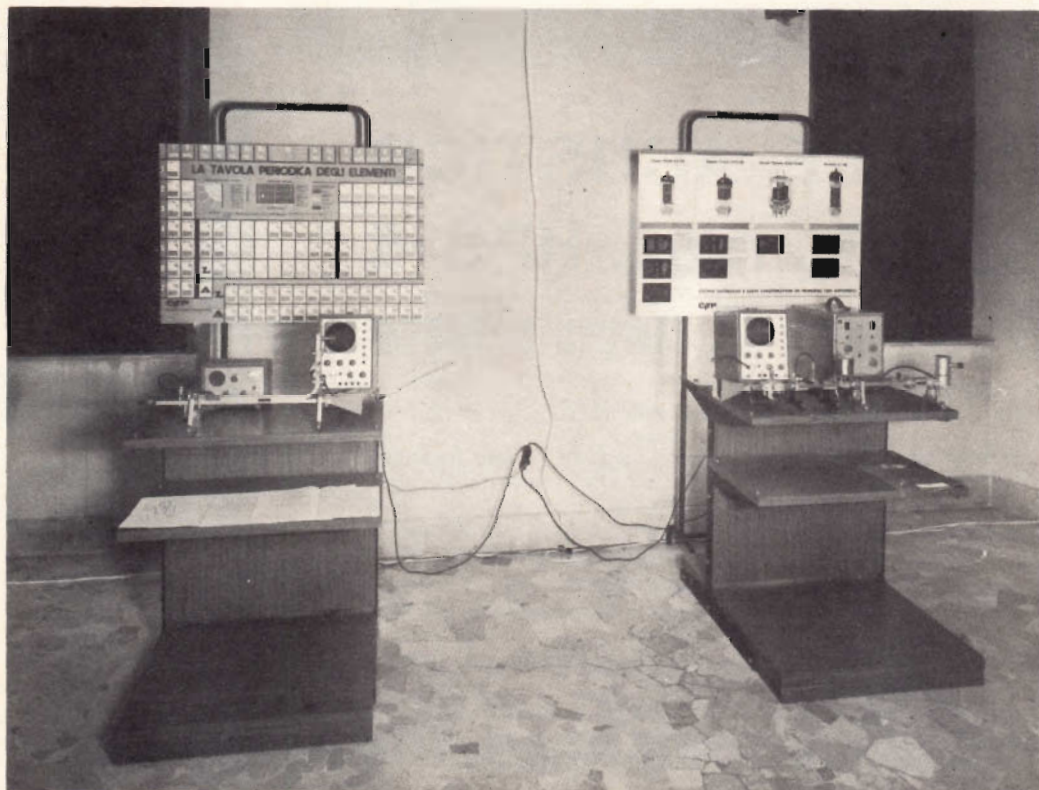
Il modello HFS6 per le sue caratteristiche è il riproduttore acustico per alta fedeltà più venduto in America.

regolatore della dinamo. Essa deve essere eliminata e si deve collegare in serie un diodo al silicio di 0,5 A, tensione inversa di picco di 400 V avendo cura di collegare la parte rivolta verso il catodo al regolatore.

Benchè il valore di R_1 sia riportato sullo schema, si ottengono i migliori risultati quando la corrente, al momento della messa in tensione, è di 10 A al primario. Quando il motore gira, la corrente varia fra 5 e 8 A. La resistenza R_1 deve essere regolata in modo da ottenere 10 A al momento dell'accensione.

Questo circuito è stato sperimentato con successo su numerose vetture e non si sono riscontrate anomalie di funzionamento.

Si consiglia di montare il circuito all'interno dell'abitacolo per evitare un eccessivo riscaldamento dovuto al motore; inoltre ci si deve ricordare di chiudere l'interruttore di accensione, per evitare che il transistore e i diodi che costituiscono il circuito si riscaldino eccessivamente.

L'adozione dell'accensione elettronica a transistori non porta nessun cambiamento sostanziale nella costruzione del veicolo solo un allontanamento degli elettrodi delle candele e delle puntine platinate per l'anticipo dell'accensione. Questo dispositivo permette di disporre di una tensione più elevata sugli elettrodi delle candele dai bassi regimi di rotazione ai regimi più alti per la qualcosa i sistemi di accensione classica sono insufficienti.

F.T. (Da « L'électricité - électronique modèrne »)

Banchi per la dimostrazione pratica di funzionamento di apparecchiature per microonde; si possono vedere inoltre due tabelloni illustranti uno la tavola periodica degli elementi, l'altro le principali funzioni di alcuni tubi elettronici.

AMPLIFICATORE HI-FI 10 W

Si descrive in questo articolo un amplificatore di alta qualità senza trasformatori equipaggiato nello stadio finale con i nuovi transistori di potenza al germanio AD149 che possono dare una potenza di 10 W. Essi sono particolarmente adatti per essere usati in circuiti amplificatori di alta qualità per la loro elevata frequenza di taglio.

L'amplificatore ad accoppiamento diretto senza trasformatori funzionante in controfase, classe B, può erogare una potenza di 10 W su una impedenza di carico di 8 Ω e con una tensione di alimentazione di 32 V. Lo schema elettrico dell'amplificatore viene riportato in fig. 1; esso viene diviso in quattro stadi:

a) Uno stadio di uscita equipaggiato con due transistori AD149 montati in collegamento « single-ended » controfase.

b) Uno stadio pilota equipaggiato con i due transistori complementari AC127-AC132 in un circuito invertitore di fase.

c) Uno stadio pre-pilota equipaggiato con un transistore AF118; viene impiegato questo tipo di transistore a causa della sua bassa capacità di reazione e della bassa conduttanza d'uscita.

d) Uno stadio preamplificatore equipaggiato con un transistore AC172.

Sebbene i trasformatori offrano la possibilità di accoppiare primario e secondario, essi non sono indicati, quando siano richieste delle caratteristiche di alta fedeltà.

Questo tipo di circuito senza trasformatori permette di usare una forte reazione negativa CA con una eccellente stabilità. Una reazione di tensione CA dallo stadio finale all'emettitore del preamplificatore è ottenuta per mezzo dei resistori R_7 e R_4. Il condensatore C_4, attraverso R_7, provvede ad aumentare la reazione alle frequenze più alte.

La corrente di riposo dei transistori di uscita è di 20 mA ed è regolata per mezzo del resistore variabile R_{10}. La corrente di riposo dei transistori dello sta-

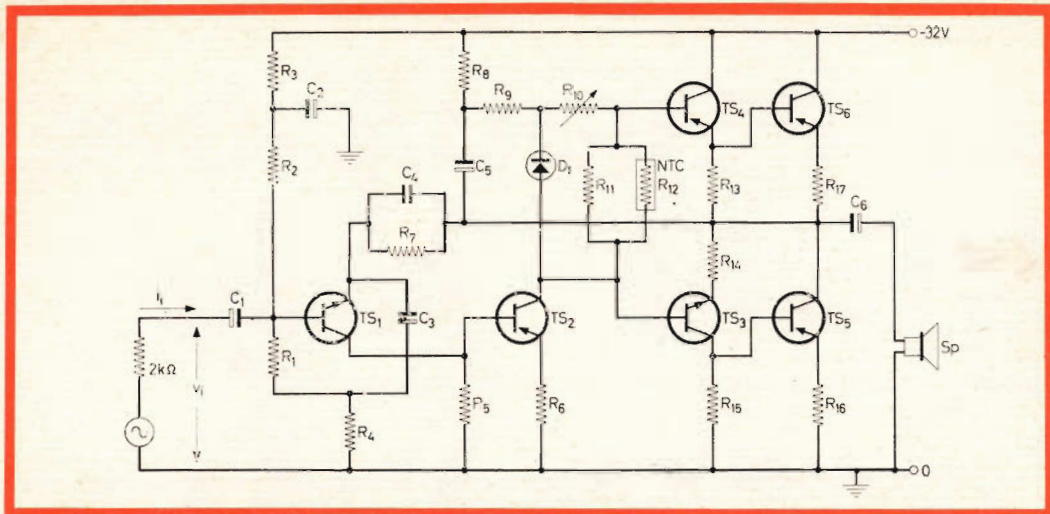



Fig. - 1 - Schema elettrico dell'amplificatore alta fedeltà da 10 W.

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 68 kΩ
R_2 = 68 kΩ
R_3 = 10 kΩ
R_4 = 15 Ω
R_5 = 820 Ω
R_6 = 47 Ω
R_7 = 4,7 kΩ
R_8 = 470 Ω
R_9 = 4,7 kΩ
R_{10} = 2 kΩ
R_{11} = 1 kΩ
R_{12} = 500 Ω
R_{13} = 82 Ω
R_{14} = 56 Ω
R_{15} = 82 Ω
R_{16} = 1 Ω
R_{17} = 1 Ω

Condensatori

C_1 = 25 μF, 25 V
C_2 = 50 μF, 40 V
C_3 = 400 μF, 16 V
C_4 = 12000 pF
C_5 = 125 μF, 16 V
C_6 = 800 μF, 25 V

Semiconduttori

TS_1 = AC127
TS_2 = AF118
TS_3 = AC127
TS_4 = AC132
TS_5 = AD149
TS_6 = AD149
D_1 = BA114

Altoparlante

S_P = 8 Ω

dio pilota è di circa 2 mA. La corrente continua dei transistori TS_2 (pre-pilota) e TS_1 (preamplificatore) è di circa 3 mA e 0,3 mA rispettivamente.

TABELLA 1

Potenza d'uscita P_o (W)	Tensione d'ingresso V_i (mV)	Corrente d'ingresso i_i (μA)
10	34	1
1	10,5	0,35

Sopratutto la reazione CC aumenta la stabilità della tensione (V_A) e così pure la potenza d'uscita P_O.

PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

Potenza d'uscita

La potenza d'uscita all'inizio della limitazione ammonta a 10 W con una impedenza di carico di 8 Ω e con una tensione di alimentazione V_B di 32 V.

Sensibilità

Con il guadagno di corrente nominale di tutti i transistori, la tensione e la cor-

rente d'ingresso vengono misurati rispettivamente per una potenza d'uscita di 10 W e di 1 W; i valori sono riportati nella tabella 1.

Distorsione

I valori della distorsione armonica misurati a una frequenza di 1 kHz possono essere ricavati dalla curva di fig. 2.

Caratteristica di frequenza

La curva caratteristica di frequenza misurata con una potenza di uscita di 1 W è visibile in fig. 3.

Stabilità

Con una resistenza termica totale k_{j-a} minore di 15 °C/W, si garantisce un funzionamento stabile con temperature ambiente fino a 45 °C.

Risultati

Con una potenza P_O = 10 W e con un guadagno dei transistori minimo, medio e massimo, si sono rilevati i risultati riportati nella tabella 2.

Dissipatore di calore richiesto

Con una temperatura ambiente non superiore ai 45 °C, una resistenza termica totale del transistore di uscita e un dissipatore con $k_{j-a} < 15$ °C/W, si garantisce la stabilità termica, e la temperatura alla giunzione massima ammissibile del transistore d'uscita non sarà superata. Per realizzare questo valore di k_{j-a} 15 °C/W si deve usare un dissipatore di alluminio annerito di almeno 60 x 50 x 1 mm. Su questo dissipatore il transistore deve essere montato con una rondella isolante di mica tipo 56201 A (Philips).

TABELLA 2

Guadagno dei transistori	Sensibilità d'ingresso		Distorsione armonica
	i_i (μA)	V_i (mV)	d_{tot} (%)
massimo	0,64	32	1
medio	1,05	34	1,5
minimo	2,5	35	2,3

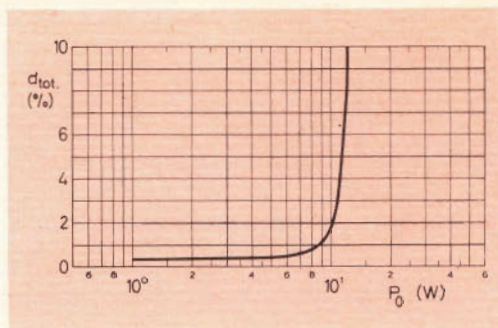



Fig. 2 - Curva della distorsione armonica totale in funzione della potenza d'uscita (P_o) misurata alla frequenza di 1 kHz.

Il transistore NPN (AC127) nello stadio pilota complementare, deve essere montato con una aletta di raffreddamento tipo 56227. Il transistore PNP (AC132) nello stesso stadio pilota può essere fatto funzionare in aria libera.

Caratteristiche principali dei transistori AD 149

Il transistore d'uscita AD 149 può essere impiegato oltre che in amplificatori di alta qualità anche in stadi di uscita di deflessione di quadro.

Frequenza di taglio $f_{CE\ med}$ = 10 kHz

Tensione di rottura $V_{CE\ min}$ = 50 V

Temperatura alla giunzione $T_{j\ max}$ = 110 °C

Fig. 3 - Caratteristica di frequenza misurata con una potenza d'uscita di 1 W.

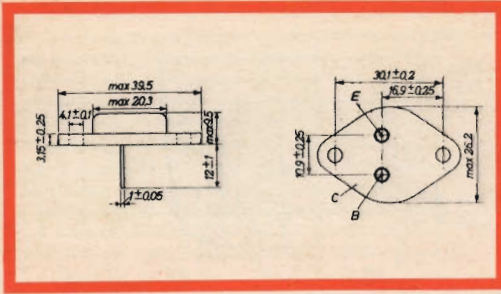



Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro del transistore AD149.

Amplificazione di corrente $h_{FE\ med}$ = 50 (con I_E = 1 A)

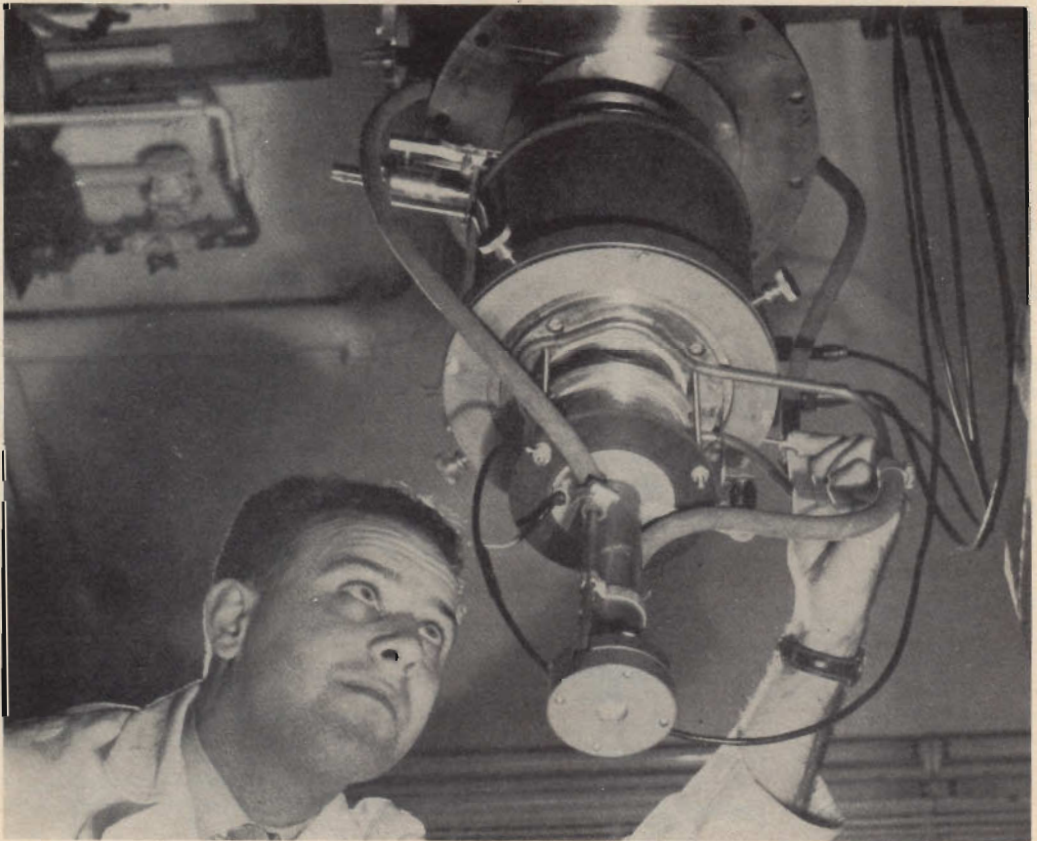
Guadagno di corrente = 0,35

Queste caratteristiche rendono particolarmente indicato questo tipo di transistore per essere impiegato in stadi finali in classe A.

A causa della sua buona frequenza di taglio, esso è anche adatto per essere usato in stadi finali di alta qualità come nel caso dell'amplificatore ora descritto.

Per stadi finali in classe B, si deve usare la coppia di transistori 2-AD 149 appositamente selezionata.

Caratteristica importante di questi transistori è di poter funzionare con temperature ambiente superiori a 45 °C come per esempio nell'amplificatore qui descritto, che può funzionare con temperatura di 60 °C.

F.T. **(Da « Application Information »)**

Piccolo acceleratore di particelle, adatto per essere installato in istituti di fisica nucleare. Gli ioni sono accelerati da una tensione relativamente bassa; il fascio di ioni è visibile attraverso un isolatore di vetro. Con questo acceleratore si possono accelerare delle particelle fino ad una energia di 1 M e V.

TEMPORIZZATORI ELETTRONICI

EQUIPAGGIATI CON TUBI TRIGGER A CATODO FREDDO

Si descrivono due circuiti temporizzatori elettronici; il primo con un tempo di ritardo regolabile in maniera continua a partire da qualche secondo fino a diversi minuti senza bisogno di modificare i componenti, mentre nel secondo, i tempi di ritardo possono venire selezionati con precisione nella gamma compresa fra 200 ms e 20 sec.
La maggior parte delle applicazioni dei temporizzatori elettronici si possono classificare in due gruppi e cioè quelli che richiedono un lungo periodo di ritardo, regolabile su una vasta gamma, e quelli che richiedono un periodo di ritardo breve.

I temporizzatori elettronici il cui funzionamento dipende dalla carica e dalla scarica di un condensatore attraverso una resistenza di grande valore ohmico sono ben noti. In questi circuiti, la tensione ai capi del condensatore viene normalmente utilizzata come tensione di polarizzazione di un thyratron che diventa conduttore per eccitare un relè quando la polarizzazione cade sotto un certo valore critico. Nel nostro caso, il condensatore è stato utilizzato per fornire la tensione di innesco a un tubo trigger a catodo freddo, esso diventa conduttore ed eccita un relè quando viene raggiunta la tensione di innesco critica. Questo offre il vantaggio di non richiedere nessuna tensione di accensione per il tubo.

La precisione di questi circuiti dipende essenzialmente dallo sviluppo della caratteristica di innesco del tubo e della pendenza con la quale la curva di carico taglia questa caratteristica. I tipi Z803U e Z806W sono stati progettati in particolar modo per essere impiegati in questi determinati circuiti temporizzatori.

Principio di funzionamento

La proprietà particolare del circuito base qui descritto è che l'intervallo di tempo è indipendente dalla caratteristica di innesco del tubo trigger. Questo permette di utilizzare degli altri tipi di tubi trigger in un circuito temporizzatore di precisione.

In questo caso, si è scelto il tipo Z70U per la sua capacità di sopportare una corrente di picco molto elevata.

Invece di applicare la tensione del condensatore temporizzatore direttamente sullo starter del tubo, essa viene confrontata con una tensione di riferimento con l'aiuto di un diodo al silicio. Lo starter è collegato a una tensione d'alimentazione superiore al potenziale di rottura fra starter e catodo, ma l'intensità della corrente viene limitata a un valore inferiore a quello

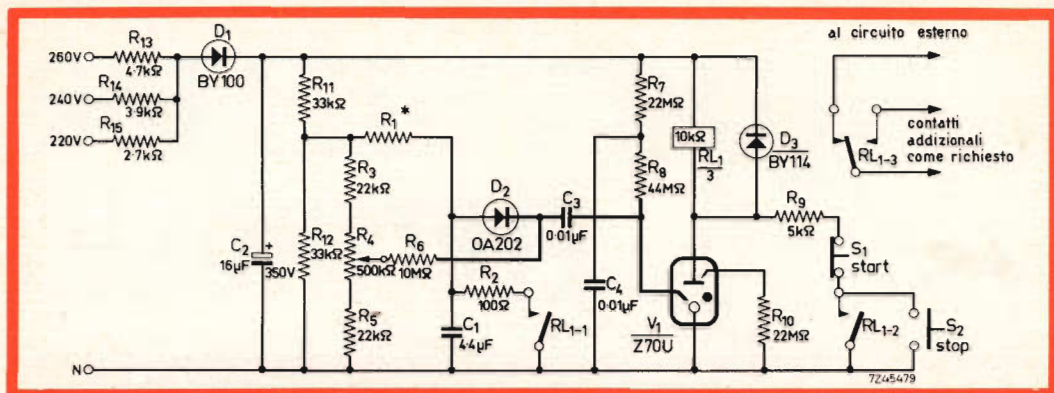



Fig. 1 - Temporizzatore per intervalli di tempo lunghi. I collegamenti fra D_2, C_3, R_6 e C_3, R_8, V_1 devono essere tenuti più corti possibile alfine di prevenire capacità parassite notevoli.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1 W, 40 °C, tol. ± 5% salvo diversamente specificato.

R_1 * = valore da fissare (vedere Tabella 1)
R_2 = 100 Ω
R_3, R_5 = 22 kΩ
R_4 = 500 kΩ, variabile
R_6 = 10 MΩ
R_7, R_{10} = 22 MΩ
R_8 = 44 MΩ (2 x 22 MΩ in serie)
R_9 = 5 kΩ ± 5%, 5 W a filo
R_{11}, R_{12} = 33 kΩ ± 5%, 1,5 W (40°C) carbone
R_{13} = 4,7 kΩ ± 5%, (40°C) carbone
R_{14} = 3,9 kΩ ± 5%, 1,5 W (40°C) carbone
R_{15} = 2,7 kΩ ± 5%, 1,5 W (40°C) carbone

* Il valore dipende dalla durata.

Condensatori

C_1 = 4,4 μF (2 x 2,2 μF in parallelo), poliestere metallizzato
C_2 = 16 μF, 350 Vcc, elettrolitico
C_3, C_4 = 0,01 μF, 500 V, ceramico

D_1 = diodo al silicio, tipo BY 100
D_2 = diodo al silicio, tipo OA 202
D_3 = diodo al silicio, tipo BY 114

R_L = Relè 10 kΩ, con contatti adatti per l'uso appropriato

S_1 = Interruttore a pulsante, contatto normalmente chiuso

S_2 = Interruttore a pulsante, contatto normalmente aperto

V_1 = Tubo trigger a catodo freddo tipo Z70U

per il quale la scarica si trasferirebbe sull'anodo. Quando la tensione ai capi del condensatore temporizzatore raggiunge il livello di riferimento prefissato, il diodo D_2 conduce e fornisce un impulso di corrente allo starter del tubo, trasferendo così la scarica all'anodo e assicurando l'eccitazione del relè. Un contatto viene utilizzato per bloccare il relè attraverso una resistenza di 5 kΩ. La caduta sulla tensione anodica che ne risulta provoca lo spegnimento del tubo ed evita una corrente media troppo intensa. Un altro contatto scarica il condensatore temporizzatore su una resistenza di 100 Ω e lo prepara per un intervallo di tempo seguente.

Tabella 1 - Valori di R_1 (fig. 1) per diversi ritardi

R_1	Ritardo approssimativo
2,2 MΩ	0,5 sec ÷ 0,5 min.
4,7 MΩ	1 sec ÷ 1 min.
6,8 MΩ	1,5 sec ÷ 1,5 min.
10 MΩ	2 sec ÷ 2 min.
22 MΩ	5 sec ÷ 5 min.

Il periodo di temporizzazione viene iniziato premendo il pulsante di avviamento (S_1), questo fa scattare il relè che commuta il circuito esterno e permette così al condensatore di temporizzazione di cominciare a caricarsi. L'interruttore di accensione viene montato di preferenza, in serie alla

resistenza da 5 kΩ piuttosto che sul circuito anodico del tubo Z70U, perché in questo caso, quando si richiedono degli intervalli di tempo molto corti, gli intervalli di tempo possono venir influenzati dal tempo durante il quale l'interruttore di accensione resta aperto. Con l'interruttore chiuso, il relè verrà eccitato alla fine dell'intervallo di temporizzazione, indipendentemente dal tempo d'apertura dell'interruttore di accensione, il tubo Z70U sarà attraversato dall'intera corrente del relè fino a quando l'interruttore viene rilasciato.

Resistenza di fuga

Nel circuito del temporizzatore sono state utilizzate resistenze di grande valore ohmico, le precauzioni usuali per assicurare delle deboli perdite d'isolamento sono necessarie perchè il temporizzatore non sia influenzato da condizioni sfavorevoli, come umidità e temperatura.

Per le stesse ragioni è consigliabile usare delle combinazioni in parallelo di condensatori poliesteri di buona qualità per i condensatori di temporizzazione e, per D_2, un diodo al silicio con deboli perdite. Si utilizzano inoltre delle resistenze di elevato valore ohmico nel circuito dello starter del tubo e nei circuiti primari, si richiede anche un buon isolamento, sebbene i valori delle resistenze non sono critici per quanto riguarda l'intervallo di temporizzazione.

VARIAZIONI DEL CIRCUITO

Temporizzatore regolabile per intervalli di tempo lunghi (fig. 1)

In questo caso, la tensione di riferimento è regolabile in una vasta gamma, permettendo una variazione dei tempi da circa 1/20 a tre volte la costante di tempo RC, dove R è la resistenza di carico e C la capacità del condensatore di temporizzazione.

La stabilità e la riproducibilità dipendono essenzialmente dalla stabilità della resistenza di carico il cui valore ohmico deve necessariamente essere elevato alfine di assicurare un ritardo lungo.

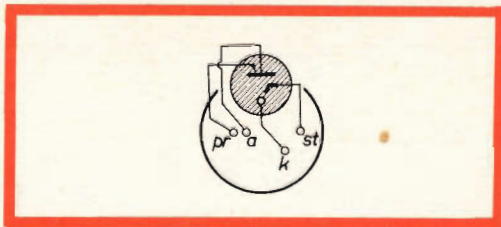



Fig. 2 - Zoccolatura del tubo triggger Z70U.

I valori menzionati per le resistenze in questo circuito devono essere molto stabili per limitare al massimo la deriva durante il periodo di funzionamento. Si può ricorrere a delle resistenze di valore ohmico più basso e usare dei condensatori di capacità più elevata, ma questo richiede un numero maggiore di condensatori collegati in parallelo; i valori consigliati costituiscono un compromesso ragionevole fra le caratteristiche, il costo è l'ingombro dei componenti.

Una riproducibilità a breve termine, migliore dell'1% è ottenibile con i tempi regolati al massimo. Per i tempi regolati al minimo, questa riproducibilità è dell'ordine del 5%.

Per ottenere una grande sicurezza di funzionamento e una regolazione precisa dei tempi su tutta la gamma, si può utilizzare per R_4 un potenziometro a filo.

Un interruttore d'arresto (S_2) a comando manuale, può essere utilizzato per fare oltrepassare il tempo di temporizzazione in un punto qualunque del ciclo in caso di necessità o per la regolazione preliminare.

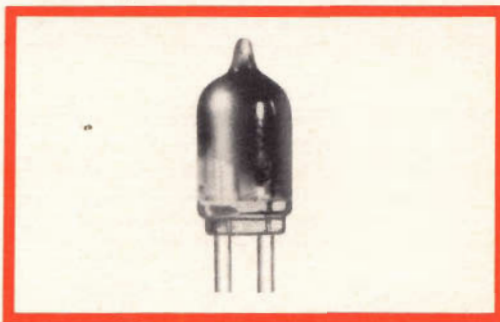



Fig. 3 - Tubo trigger Z70U in grandezza naturale.

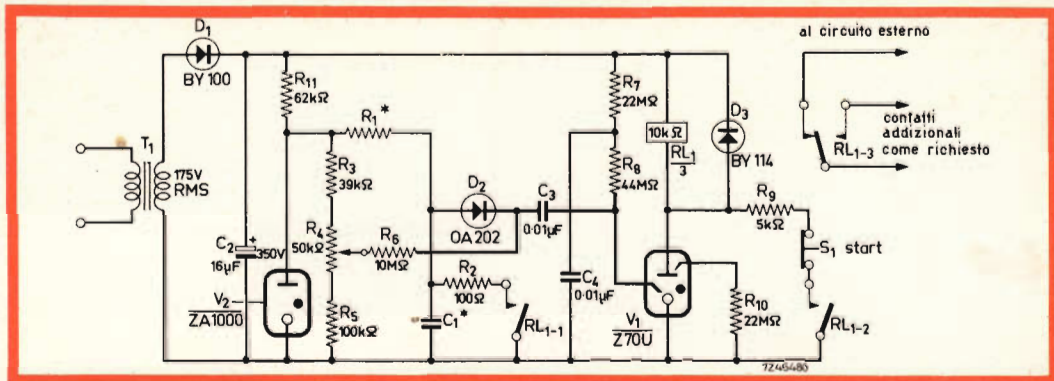



Fig. 4 - Temporizzatore per intervalli di tempo brevi. I collegamenti fra D_2, C_3, R_6 e C_3 R_8, V_1 devono essere tenuti più corti possibile alfine di prevenire capacità parassite notevoli.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1 W, 40 °C, tol. ± 5%

R_1 * = valore da fissare (vedere tabella 2) Grande stabilità, tol. ± 1%
R_2 = 100 Ω
R_3 = 39 kΩ ± 1%, 1 W, grande stabilità
R_4 = 50 kΩ variabile a filo
R_5 = 100 kΩ ± 1%, 1 W, grande stabilità
R_6 = 10 MΩ
R_7, R_{10} = 22 MΩ
R_8 = 44 MΩ (2 x 22 MΩ in serie)
R_9 = 5 kΩ ± 5%, 5 W a filo
R_{11} = 62 kΩ ± 5%, 1,5 W (40 °C) carbone

* Il valore dipende dalla durata.

Condensatori

C_1 * = valore da fissare (vedere tabella 2) poliestere metallizzato o tubolare
C_2 = 16 μF, 350 Vcc, elettrolitico
C_3, C_4 = 0,01 μF, 500 V ceramico

* Il valore dipende dalla durata.

D_1 = diodo al silicio tipo BY 100
D_2 = diodo al silicio tipo OA 202
D_3 = diodo al silicio tipo BY 114
R_L = Relè 10 kΩ, con contatti adatti per uso appropriato
S_1 = Interruttore a pulsante, contatto normalmente chiuso
V_1 = Tubo trigger a catodo freddo, tipo Z70U
V_2 = Diodo « neon logic », tipo ZA1000
T_1 = Trasformatore 175 V_{eff} secondario

Temporizzatore di precisione per intervalli di tempo brevi (fig. 4)

Questo circuito è realizzato in modo da ridurre al minimo l'influenza della tensione di rete sull'intervallo di temporizzazione, che si produce allorchè i tempi siano uguali alla costante RC.

Tabella 2 - Valori tipici di R_1 e C_1 (fig. 4) per diversi ritardi

R_1	C_1	Ritardi regolati con l'aiuto di R_4
1 MΩ	1 μF	1 sec
4,5 MΩ (3 x 1,5 MΩ)	2,2 μF	10 sec
4,5 MΩ	4,4 μF (2 x 2,2 μF)	20 sec

In questo caso, gli intervalli di tempo sono selezionati commutando i valori di R e di C, essendo la regolazione della tensione di riferimento limitata a una gamma ristretta per compensare unicamente le variazioni delle tolleranze dei componenti (soprattutto dei condensatori). Per dei tempi estremamente brevi, può essere necessario utilizzare un relè ad azione rapida sebbene si è ottenuta una riproducibilità ragionevole fino a 200 msec con l'impiego di un relè normale con traferro residuo massimo.

Il valore minimo consigliato per R_1 è di 1 MΩ perchè dei valori bassi possono provocare lo spegnimento del tubo regolatore, quando il condensatore di temporizzazione è cortocircuitato. Per dei tempi più lunghi, la stabilità dipenderà in gran par-

MICROFARAD S.p.A - Via Derganino 18 20 - Tel. 37.60.401 - Telex: MICROFAR 31536

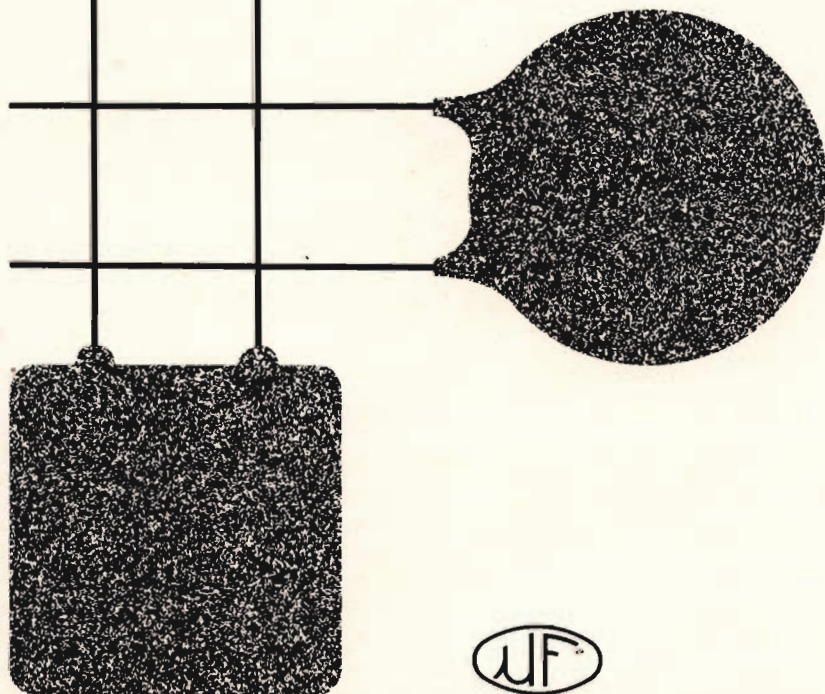
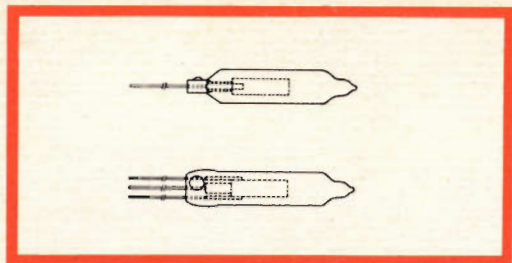



Fig. 5 - Configurazione del diodo « Neon logic » ZA-1000.

te da R_1 che deve essere del tipo ad alta stabilità e bassa tolleranza. Si cerca di evitare l'uso di resistenze aventi valori eccessivamente alti preferendo impiegare combinazioni di resistenze in serie di 1 MΩ e di 1,5 MΩ. L'intervallo di tempo massimo dipende dai valori massimi appropriati di R_1, C_T ed è stato scelto arbitrariamente a 20 sec, che corrisponde a tre resistenze di 1,5 MΩ montate in serie, e due condensatori da 2,2 μF montati in parallelo.

Una precisione di circa 0,5% può essere ottenuta con una tensione di ingresso variante del 15% in una gamma di temperatura compresa fra 0 °C e + 60 °C.

In questo circuito non è stato incluso l'interruttore d'arresto, essendo esso superfluo per le brevi durate che si ottengono con detto circuito.

Alimentazione

I due circuiti possono sopportare delle variazioni di ± 15% della tensione nominale di rete, che corrispondono a delle tensioni di uscita del raddrizzatore comprese fra 210 e 290 V. Tensioni continue superiori a 290 V possono causare degli inneschi prematuri nel tubo Z70U senza impulso di innesco, mentre tensioni minori di 210 V possono causare un non innesco del tubo.

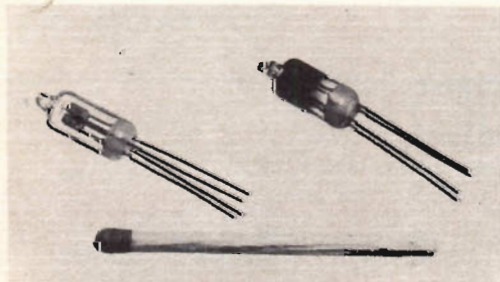



Fig. 6 - Tubi trigger confrontati con un fiammifero per rendere più evidente le loro ridotte dimensioni.

Si constaterà che nel caso di circuiti con intervalli di tempo lunghi si utilizza il collegamento diretto alla rete. Una resistenza di caduta separata viene usata per dare la tensione continua richiesta a partire da ciascuna delle tre tensioni di rete nominali.

Nei circuiti si utilizza un raddrizzatore a mezz'onda, ma si può ugualmente utilizzare un ponte raddrizzatore (con una resistenza di caduta di valore più elevato) dove è consigliabile evitare le correnti continue nell'alimentazione. Non si usa nessuna regolazione.

Nel temporizzatore per intervalli di tempo brevi, si utilizza un trasformatore di alimentazione (tensione secondaria 175 V).

La tensione continua d'alimentazione (106 V) per il circuito di temporizzazione è regolata da un diodo « neon-logic » tipo ZA1000, mentre la tensione di alimentazione anodica per il tubo a relè non è regolata.

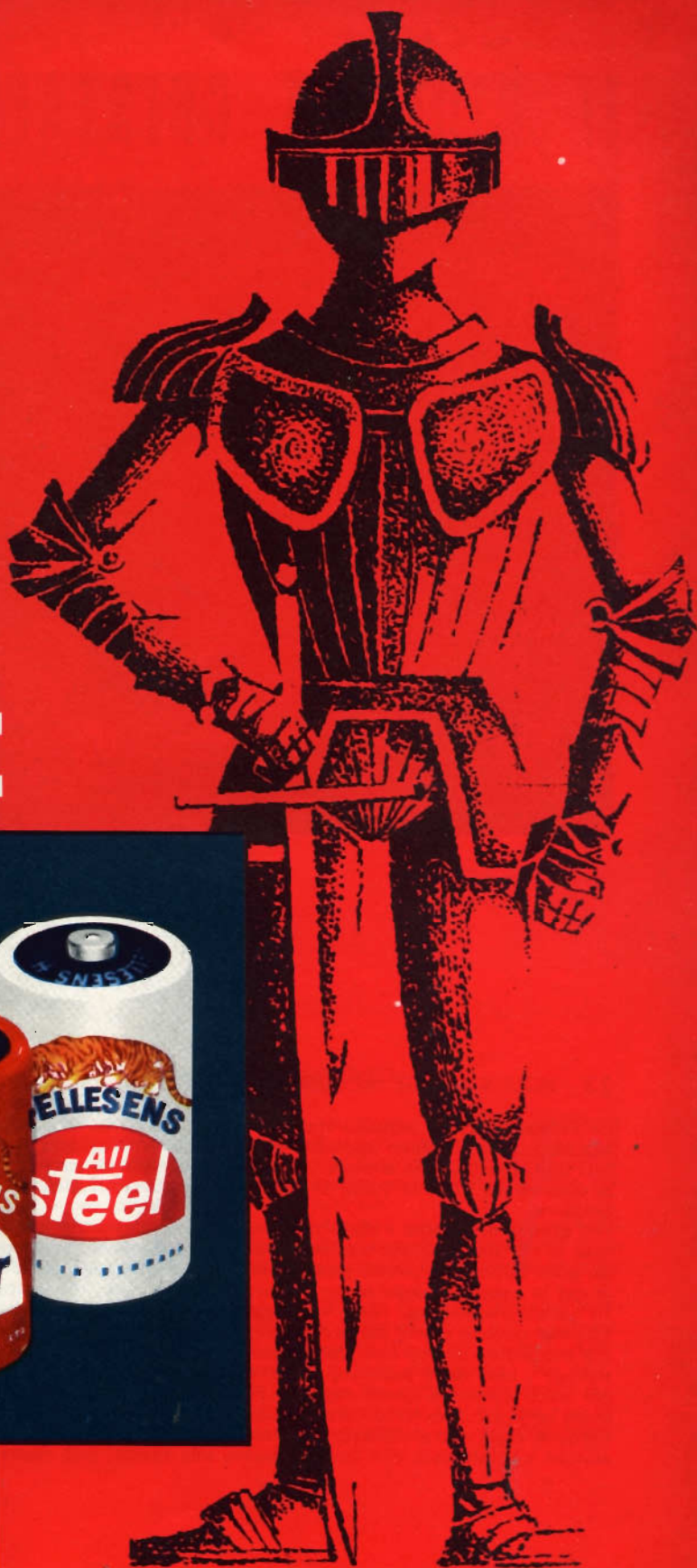
Altre varianti

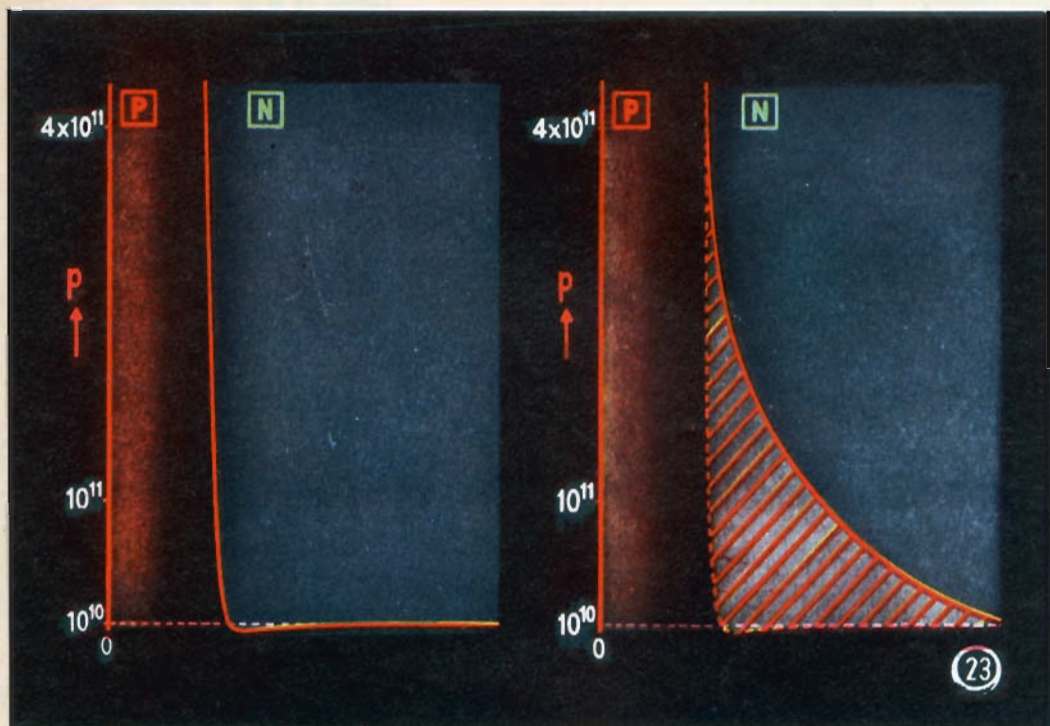
Numerose varianti ai due circuiti descritti potranno essere apportate dall'utilizzatore stesso. Così per esempio, i temporizzatori per intervalli di tempo brevi possono essere utilizzati senza tubi regolatori ed essere completati da qualche compensatore delle variazioni della tensione d'alimentazione, mentre le caratteristiche dei temporizzatori per intervalli di tempo lunghi possono essere migliorate con l'impiego di un regolatore.

Una regolazione continua nella gamma di circa 60 : 1 si può ottenere con il circuito per brevi intervalli, utilizzando i valori del partitore di tensione di riferimento (R_3, R_4, R_5) rappresentato per il circuito di lunga durata. La precisione sarà minore ai valori estremi della gamma. Quando questo divisore (fig. 1) è utilizzato in unione con un tubo regolatore, il valore ohmico della resistenza R_{13} verrà portato a 82 kΩ.

F. T. **(Da « Miniwatt Digest »)**

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO
HELLESENS
HELLESEN
steel flash
HELLESENS
steel power
ELLESENS
All steel

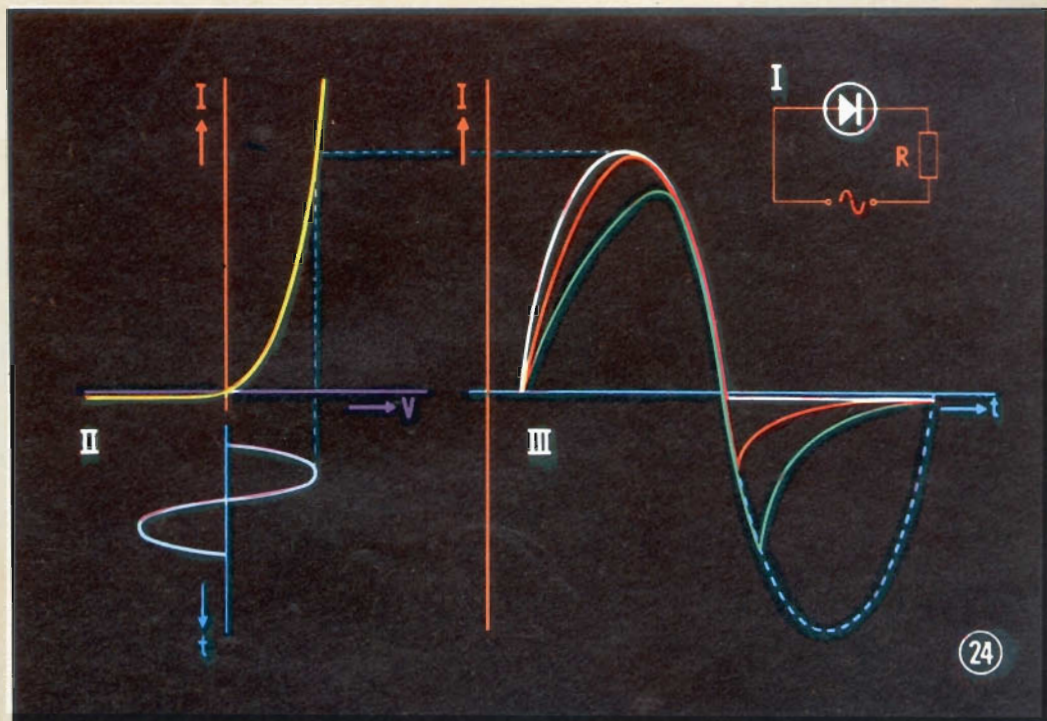
(continua dal n. 4 - 1965)

IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

23 HOLE STORAGE (ACCUMULO DI CAVITÀ)

Le illustrazioni che seguono trattano alcuni effetti dovuti all'inerzia nel diodo a cristallo, che si hanno quando vengono applicate tensioni alternate ad alta frequenza. Questi fenomeni sono causati dall'effetto „hole storage", cioè dall'accumulo di cavità. Per meglio spiegare questo effetto, la diapositiva 22 della Parte II che tratta di questo fenomeno, è ripetuta qui con qualche semplificazione.

Nel grafico di sinistra è stata rappresentata la concentrazione delle cavità (in scala lineare) per il caso in cui sia applicata una tensione inversa. Se viene applicata una tensione in senso diretto ed un gran numero di cavità passa dalla zona *P* alla zona *N*, si ha un trascinamento di diffusione, in cui la concentrazione segue la linea continua rossa disegnata nel diagramma di destra.

In questo diagramma, l'area tratteggiata in rosso tra le due curve rappresenta la quantità di cavità che devono essere fornite o rimosse. Quando la tensione alternata cambia di senso, il ritorno alle condizioni iniziali non può avvenire in modo sufficientemente rapido, e si parla quindi di „hole storage", cioè della presenza di un certo numero di cavità in eccesso quando la tensione passa dal senso diretto a quello inverso. Per un breve tempo scorre una corrente piuttosto intensa in senso inverso; durante questo periodo il diodo non funziona quindi come un rettificatore.

Come si è già detto, l'effetto equivalente relativo agli elettroni nella zona *P* è considerevolmente minore, e confrotato con quello relativo alle cavità, può essere trascurato.

24 RETTIFICAZIONE DI TENSIONI SINUSOIDALI AD ALTA FREQUENZA

Se al diodo nel circuito di figura I, viene applicata una tensione alternata, la corrente rettificata risultante può essere ricavata dalla caratteristica di fig. II: essa è rappresentata dalla linea continua blu di fig. III. La stessa curva rappresenta la tensione ai capi della resistenza di carico *R*. Se la frequenza della tensione sinusoidale è elevata, il tempo necessario per lo stabilirsi della diffusione delle cavità nel cristallo può avere influenza sulla rettificazione.
La concentrazione delle cariche maggioritarie cambia anche essa durante questo tempo, cosicchè la conduttività aumenta. Tutto questo produce una deviazione dall'andamento sinusoidale, come è mostrato nella fig. III. Il tempo richiesto per „rovesciare" l'andamento delle cariche in senso inverso non è più trascurabile.
Le cavità in eccesso ancora presenti nella zona *N* si spostano verso la zona *P*, cosicchè per un breve periodo di tempo la corrente inversa è maggiore del valore normale di saturazione: poi la corrente inversa decresce gradualmente fino a raggiungere il valore di saturazione. Se la frequenza aumenta ancora, questo fenomeno diventa più accentuato (curva verde). A frequenze ancora più alte il diodo non può più essere considerato un rettificatore. Per ottenere il corretto andamento della diffusione in senso diretto è necessario un impulso addizionale di corrente. Questo impulso può manifestarsi come un picco addizionale di corrente nella parte crescente della curva della corrente in senso diretto.

EMILIO DE MARTINO

la squadra di stoppa

RITORNA DOPO DIECI ANNI CON OLTRE 170 MILA COPIE VENDUTE

IL LIBRO PIU' BELLO DI UN AUTORE AMATO DA DUE GENERAZIONI

IN VENDITA PRESSO LE MIGLIORI LIBRERIE A LIRE 1.800

EDITRICE ADM

COSTRUZIONE DI UN TACHIMETRO ELETTRONICO

PER LA MISURA DI FREQUENZE E DI VELOCITÀ DI ROTAZIONE

a cura di L. Biancoli

Quando hanno avuto inizio i lavori per lo studio dello strumento che stiamo per descrivere, esso era destinato soltanto all'impiego per eseguire misure di frequenze basse. In primo luogo per stabilire la frequenza di funzionamento degli oscillatori per la produzione dei segnali di modulazione, per misurare la frequenza di risonanza delle lamine vibranti dei circuiti inerenti a tali relé, ed infine per misurare la frequenza caratteristica dei circuiti di filtro.

Dal momento dell'inizio della progettazione, è stato riscontrato che questo strumento sarebbe stato ideale anche per consentire la misura della velocità di rotazione **in giri al minuto** da parte di un motorino a carburante o di un motorino elettrico, facendo in modo che — con la medesima frequenza di rotazione dell'albero del suddetto motorino — venisse prodotta una tensione a corrente alternata.

Su questa base, si è provveduto a realizzare ed a sperimentare uno strumento, e — dopo aver apportato alcune modifiche al circuito — si è constatato che esso era assai efficace per entrambi i tipi di impiego, e che — se la taratura viene eseguita in modo appropriato e preciso — esso è in grado di mantenere una precisione dell'1%, anche se la tensione della batteria di alimentazione diminuisce di 3 volt.

Tuttavia, agli effetti della precisione totale su tutta la scala, occorre tenere nella dovuta considerazione la precisione intrinseca dello strumento vero e proprio di misura. Le estremità che sono state adottate per le portate sono di 0 e 100 kHz, suddivisa in sette gamme, e di 0 e 25.000 giri al minuto, in quattro gamme.

Il metodo elettronico di misura del numero di giri al minuto presenta dei vantaggi rispetto ai metodi meccanici ed elettromeccanici, in modo particolare quando si ha a che fare con motorini (elettrici o a carburante) destinati all'impiego nei modellini: tali vantaggi consistono nell'assenza di accoppiamenti meccanici, che implicano alcune difficoltà qundo il motorino è installato internamente ad un modello, e nel fatto che, sull'albero del motorino stesso, viene applicato un carico che può essere considerato trascurabile.

Dal momento che il segnale di ingresso necessario per il funzionamento dello strumento ammonta soltanto ad un minimo di 100 millivolt, su di un'impedenza di circa 5.000 ohm, il che corrisponde a 5 microwatt, e dal momento che 746 μW = = 1 μHP, il carico è in effetti trascurabile agli effetti pratici.

Sebbene lo strumento descritto sia destinato a due impieghi diversi, vengono

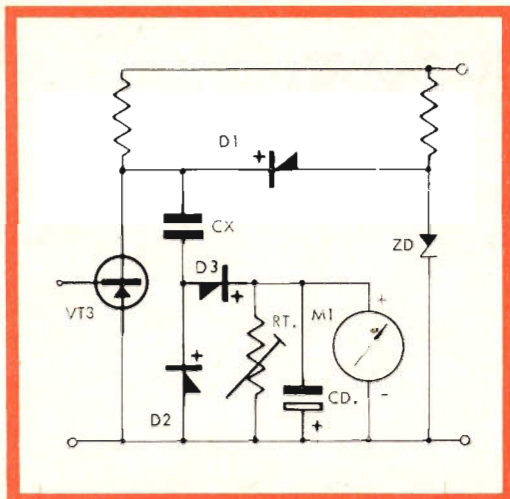



Fig. 1 - Esempio di circuito discriminatore di frequenza. Il segnale avente una frequenza incognita viene applicato tra la base e l'emettitore del transistore VT3. La costante di tempo dovuta alle fasi successive di carica della capacità Cx permette di ottenere una corrente la cui intensità è proporzionale alla frequenza. Per questo motivo, tarando opportunamente la scala dello strumento M1, è possibile leggere su di essa — direttamente — il valore della frequenza.

forniti i dettagli relativi all'impiego con particolari sufficienti a consentire al costruttore di modificare il progetto, per adattarlo alle sue personali esigenze. Ad esempio, se si desidera misurare soltanto le velocità in giri al minuto, o se si ritiene sufficiente tale indicazione con una minore precisione, e quindi con un costo inferiore, è possibile adottare il circuito di ingresso che viene descritto in alternativa: in tal caso, le gamme risultano ridotte ad una sola o ad un massimo di due, il diodo Zener viene omesso, e si usa una batteria che fornisce una tensione inferiore.

Il principio di funzionamento è basato sul circuito discriminatore di frequenza illustrato alla **figura 1.** Per il funzionamento corretto, il circuito viene alimentato — o per meglio dire eccitato — con una versione ad onda quadra della frequenza di ingresso, e con un'ampiezza maggiore di quella corrispondente alla tensione di riferimento del diodo Zener.

Normalmente, la capacità Cx si carica fino ad assumere la tensione del collettore, la quale è legata alla tensione del diodo Zener ad opera di D1. Quando alla base del transistore viene applicato un impulso di tensione variante in senso negativo, la tensione del collettore scende fino ad assumere un valore prossimo a zero. In tali condizioni, il diodo D1 non è più in stato di conduzione, in quanto risulta polarizzato in senso inverso, poichè la giunzione tra D2 e D3 assume un potenziale positivo rispetto a 0 V, a causa della carica presente tra gli elettrodi di Cx. Successivamente, il condensatore Cx si scarica attraverso D3 e lo strumento.

Al termine dell'impulso, il collettore torna ad assumere la sua tensione normale, in quanto Cx si ricarica rapidamente attraverso D2, e D3 evita il passaggio della corrente inversa attraverso lo strumento, che diversamente altererebbe l'indicazione dell'intensità della corrente diretta, da parte dello strumento stesso.

Ciò premesso, se si fa in modo che la costante di tempo CR sia breve, e che sia tale che Cx abbia il tempo di caricarsi completamente e di scaricarsi alla frequenza più elevata in ciascuna portata, il valore medio della corrente che passa attraverso M1 risulta direttamente proporzionale alla frequenza applicata. Ciò permette di usare al posto di M1 un comune strumento indicatore a bobina mobile, opportunamente tarato.

Il valore di Cx stabilisce la frequenza necessaria per determinare la deflessione a fondo scala dell'indice dello strumento, per cui è necessario prevedere la possibilità di introdurne nel circuito diversi valori, corrispondenti a ciascuna gamma, mediante un apposito commutatore.

In parallelo allo strumento M1 è necessario collegare la capacità CD, allo scopo di smorzare le oscillazioni in corrispondenza delle indicazioni dei valori più bassi di giri al minuto.

La resistenza semi-fissa RT serve per eseguire la messa a punto dello strumento durante la taratura, ed anche di questa vengono inseriti diversi valori, mediante un commutatore, in corrispondenza di ciascuna gamma.

ELENCO DEI COMPONENTI

R_1 = 100 kΩ
R_2 = 22 kΩ
R_3 = 4,7 kΩ
R_4 = 470 Ω
R_5 = 100 Ω
R_6 = 1,8 kΩ
R_7 = 680 Ω
R_8 = 470 Ω
R_9 = 100 kΩ
R_{10} = 4,7 kΩ
R_{11} = 680 Ω (per 18 V)
R_{13} = In base allo strumento, per indicare la tensione della batteria

C_1 = 1 pF
C_2 = 100 μF, 25 V elettrolitico
C_3 = 0,01 μF, 150 V
C_4 = 25 μF, 12 V elettrolitico
C_5 = 200 μF, 6 V elettrolitico
C_6 = 100 μF, 25 V elettrolitico
VT_1, VT_2, VT_3 - Vedi testo
D_1, D_2, D_3 - OA81 o equivalenti
ZD - Diodo zener OAZ204 o equivalente
M_1 - Strumento da 100 μA f.s.

Fig. 2 - Circuito elettrico dello strumento, adatto alla esecuzione di entrambi i tipi di misura. Il commutatore SW1, avente tre sezioni, ha quattro posizioni, di cui una per la posizione di spento, una per il controllo della batteria, la terza per le portate basse, e la quarta per le portate più alte. Il commutatore SW2 — invece — è del tipo a due sezioni, e presenta tante posizioni quante sono le gamme di misura. Ciascun aposizione inserisce un diverso valore della capacità Cx, ed un diverso valore della resistenza di taratura.

Il segnale di eccitazione ad onda quadra può essere derivato nel modo più semplice da un circuito di commutazione, ed il generatore di impulsi Schmitt rappresenta naturalmente il tipo più adatto (riferirsi alla **figura 2)**, in quanto, da un segnale di ingresso eminentemente sinusoidale, e che viene reso quadro successivamente, è possibile ottenere un buon rapporto 50/50.

Nella realizzazione del prototipo sono stati usati dei transistori del tipo OC 71; tuttavia il circuito può funzionare anche con numerosi altri tipi: occorre però tener presente che — in tal caso — è necessario regolare la resistenza R2 fino ad ottenere la massima sensibilità.

In genere, le caratteristiche di ingresso per eseguire misure di frequenza e di velocità di giri al minuto non sono le stes-

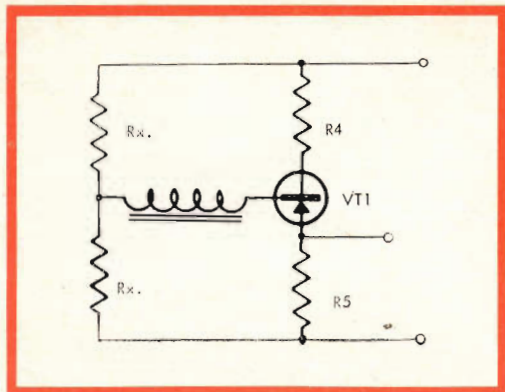
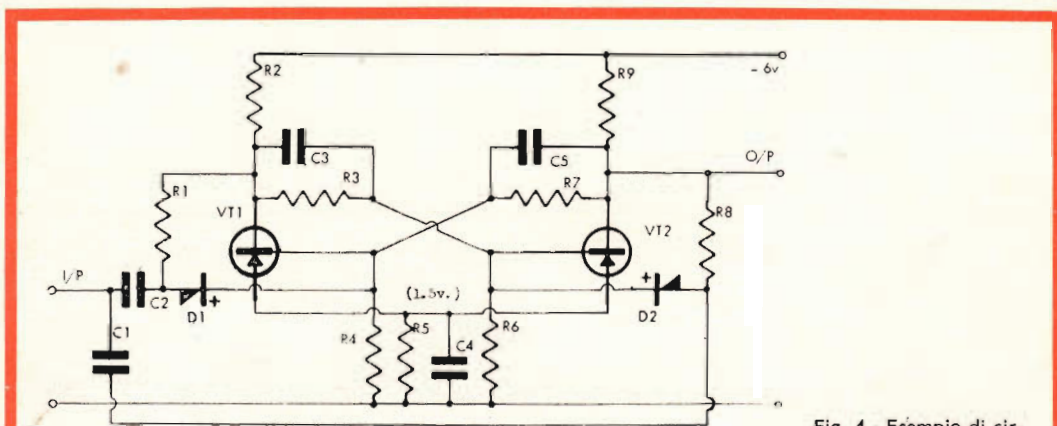



Fig. 3 - Circuito di ingresso dello strumento, che può essere usato in alternativa quando lo strumento deve essere impiegato soltanto per eseguire misure di velocità di rotazione di motori, in giri al minuto.

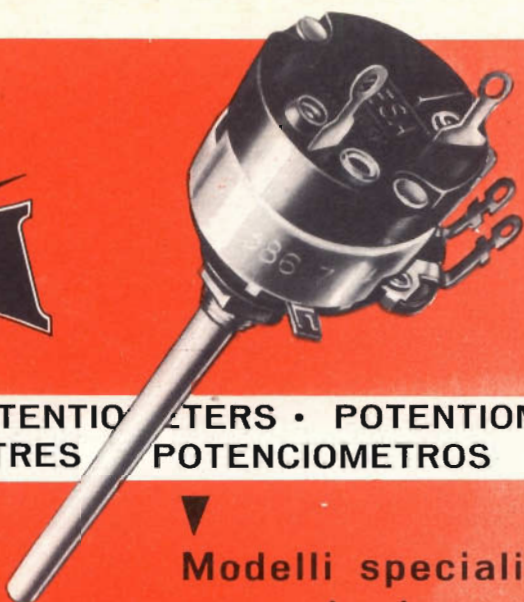
se. Per la misura di frequenze, il condensatore C di ingresso deve essere in grado di sopportare tensione a corrente continua di entrambe le polarità, mentre — per la misura di giri al minuto — la suddetta capacità deve essere di valore elevato, a causa della frequenza relativamente bassa, data dalla formula:

$$\text{Frequenza} = \frac{\text{Giri al minuto}}{60}$$

Dal momento che i condensatori a carta di valore elevato presentano dimensioni fisiche rilevanti, sono previsti degli ingressi separati.

Se lo strumento è destinato soltanto alla misura di valori di giri al minuto, è possibile usare l'ingresso alternativo illustrato alla **figura 3,** facendo a meno della capacità C, ed aumentando la sensibilità. Qualora fosse necessario registrare il valore dei giri al minuto tramite un segnale a forma d'onda frastagliata, come quella che potrebbe essere prelevata direttamente dalla bobina di un impianto di accensione, si potrebbe usare il circuito bi-stabile illustrato alla **figura 4.** Tuttavia, essendo dimezzata la velocità di commutazione, Cx dovrebbe essere di valore doppio, ed i diodi presenti nel discriminatore dovrebbero essere sostituiti con altri di un tipo

ELENCO DEI COMPONENTI

R_1 = 10 kΩ		C_1 = 0,001 μF	
R_2 = 1 kΩ		C_2 = 0,001 μF	
R_3 = 4,7 kΩ		C_3 = 0,001 μF	
R_4 = 6,8 kΩ		C_4 = 0,02 μF	
R_5 = 200 Ω		C_5 = 0,001 μF	
R_6 = 6,8 kΩ		VT_1 = OC71	
R_7 = 4,7 kΩ		VT_2 = OC71	
R_8 = 10 kΩ		D_1 = OA81	
R_9 = 1 kΩ		D_2 = OA81	

Fig. 4 - Esempio di circuito multivibratore del tipo bi-stabile, che potrebbe essere usato per registrare il valore della velocità di rotazione — espressa in giri al minuto — tramite un segnale avente una forma d'onda assai irregolare, come nel caso dei motori a scoppio con accensione a spinterogeno o a magnete.

POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

Una vasta gamma di tipi standard

Modelli speciali per ogni esigenza

per l'industria: *potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico*

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

STEREO HALIFAX FV/81

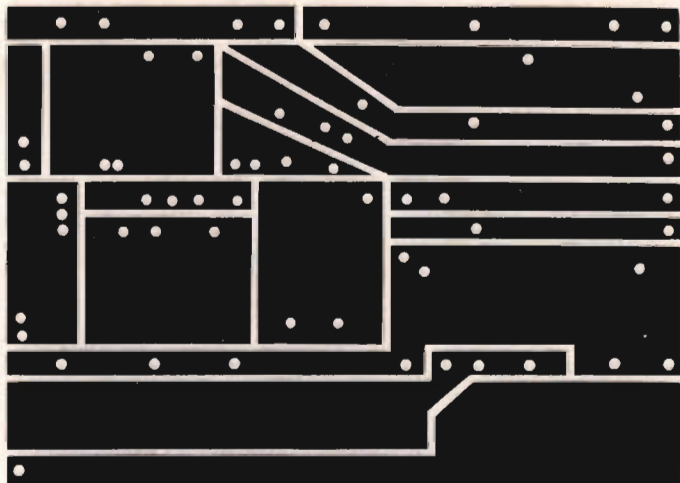
Complesso stereofonico ad alta fedeltà dalle prestazioni eccezionali. Costituito da un elegante mobile di legno pregiato di nuova concezione tipo « drop-down ». Cambiadischi ribaltabile. Trova facile sistemazione ovunque e può essere appeso alla parete. Il sistema è composto dall'Amplificatore HI-FI (potenza 6 W: 3 W per canale). Controllo volume con regolazione fisiologica. Regolazione toni bassi - alti - bilanciamento. Presa per registratore e per diffusori acustici (A/800 - A/801 - A/803 - A/491 - A/491-1). 4 altoparlanti di alta qualità. 2 Woofer 2 Tweeter disposti razionalmente. Giradischi « Garard » 4 velocità. Alimentazione universale 110÷220 V. Peso 24000 g. Dimensioni 900 x 390 x 250.

Prezzo L. 96.000

GARANZIA

PREZZO

QUALITÀ

Fig. 5-A- Veduta della basetta a circuito stampato, dal lato dei collegamenti in rame. Come si osserva, i collegamenti sono costituiti da zone di rame (in nero), nelle quali sono stati praticati i fofri per l'introduzione dei terminali dei componenti. Le righe bianche rappresentano le separazioni tra le zone di rame, e possono essere tracciate con uno scalpellino.

adatto a sopportare i valori di picco delle correnti in gioco.

La figura 2, già citata, illustra il circuito completo dello strumento, adatto al rilevamento di entrambi i tipi di misure. La realizzazione non implica particolari difficoltà; tuttavia, è stato compiuto ogni sforzo — come è possibile notare osservando la disposizione dei componenti — per ottenere uno strumento abbastanza compatto, sebbene non sia stato fatto alcun tentativo agli effetti della miniaturizzazione.

Sono stati usati circuiti stampati, e — nelle presenti note — vengono suggerite delle disposizioni che consentono la realizzazione dei suddetti circuiti mediante uno scalpellino della larghezza approssimativa di 0,8 mm.

Fig. 5-B - Questo disegno illustra il circuito stampato, visto dal lato dei componenti. Lo spazio è stato sfruttato razionalmente, e la disposizione è tale da evitare sovrapposizioni. A e B rappresentano gli ingressi per portate rispettivamente alte e basse.

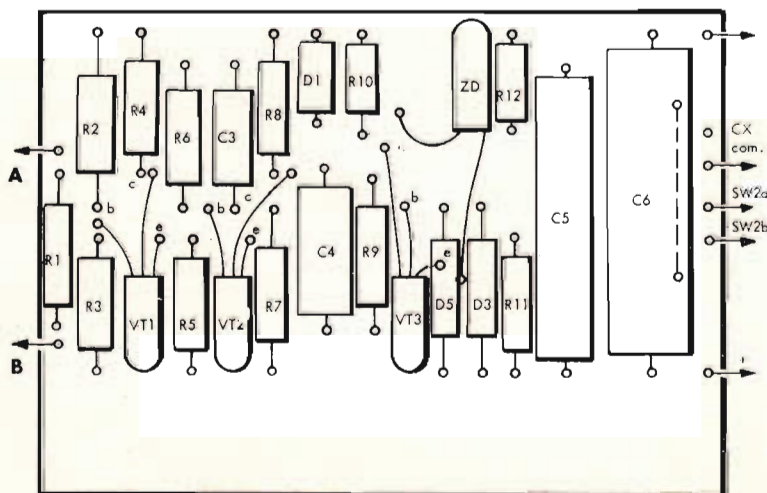
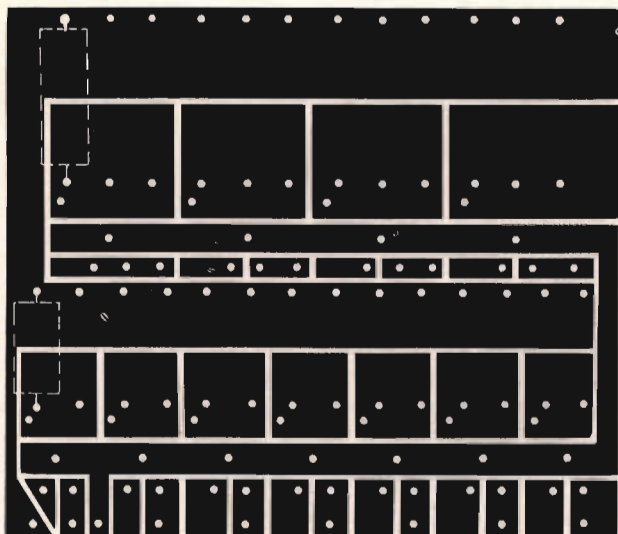



Fig. 6 - Disegno illustrante la basetta separata — anch'essa a circuito stampato — sulla quale vengono applicati i diversi valori della capacità Cx e della resistenza di taratura, facenti capo al commutatore di portata SW2. Naturalmente, le dimensioni di questa basetta dipendono dal numero dei componenti che deve alloggiare, e — di conseguenza — dal numero delle portate.

La **figura 5-A** illustra la disposizione dei collegamenti e dei componenti, unitamente alla **figura 5-B**, nei confronti della quale disposizione sono stati adottati dei provvedimenti per montare la basetta direttamente sullo strumento. Le capacità Cx e le resistenze semi-fisse RT sono montate su di una basetta separata, di cui la **figura 6** rappresenta una visione adatta per l'installazione di un numero sufficiente ad ottenere 11 portate. Nell'eventualità che si desideri accontentarsi di un numero di gamme inferiore, il numero dei componenti può essere naturalmente minore.

I condensatori usati per costituire i valori di Cx devono essere di buona qualità, e devono presentare buone caratteristiche di stabilità, come — ad esempio — quelle che caratterizzano i condensatori tipo micro-poliestere o quelli scelti a carta (i condensatori elettrolitici non si prestano a questo scopo).

I valori effettivi possono essere ottenuti con l'impiego di valori standardizzati, ed a tale scopo è stato previsto appositamente dello spazio sulla basetta a circuito stampato. I potenziometri di messa a punto usati sono del tipo Plessey G, che si prestano altrettanto bene per la realizzazione dei circuiti di modulazione a frequenze multiple dei trasmettitori.

Per mantenere costante la precisione su tutta la scala, occorre usare uno strumento di elevata sensibilità, pari a 50 o a 100 μA fondo scala, sebbene sia possibile usare anche strumenti da 1 mA fondo scala, con l'introduzione di una certa percentuale di errore rilevabile. In tal caso, occorrerebbe anche usare dei condensatori di capacità relativamente più elevata.

In commercio, sono disponibili diversi tipi di strumenti a prezzi accessibili, per cui vale la pena di scegliere con cura.

La capacità di smorzamento C, se usata, deve essere costituita da un condensatore elettrolitico di buona qualità, onde assicurare un valore assai basso e stabile della corrente di dispersione, per mantenere la taratura.

Regolando opportunamente il valore di R13, è possibile adottare una tensione della batteria compresa tra 12 e 18 volt. Nel prototipo, si è usata una tensione di 18 volt, fornita da due elementi del tipo PP4, comodamente installati nella scatola, avente le dimensioni massime di mm 150 x 125 x 63 circa.

Taratura

Per la maggior parte di coloro che si accingono alla costruzione di questo strumento, la parte che sembra essere più difficile è la taratura: ciò comunque non corrisponde necessariamente alla realtà, in quanto essa è stata resa il più possibile facile dal fatto che — essendo la scala lineare — un solo punto di taratura è necessario per ciascuna gamma.

Il procedimento di taratura consiste nell'introdurre nello strumento, tramite la presa di ingresso, un segnale di riferimento a corrente alternata di frequenza nota, e nel regolare il valore di Cx, unitamente a quello di RT della gamma in questione, fino ad ottenere da parte dello strumento l'indicazione della frequenza esatta, tenendo presente che il valore di giri al minuto è dato dal prodotto Frequenza x 60.

Esistono numerosi sistemi per ottenere i segnali di riferimento, ed il più comune — ovviamente — consiste nell'usufruire di un generatore di Bassa Frequenza. Se è possibile disporre di uno strumento di questo tipo, la taratura può essere eseguita assai rapidamente. Un altro potrebbe consistere nell'impiego di un oscillatore e — contemporaneamente — di un oscilloscopio, ricavando le figure di Lissjous rispetto alla frequenza di rete. Una ulteriore possibilità consiste nell'impiego della tastiera di un pianoforte, usando un microfono per fornire il segnale allo strumento, e basandosi sulla scala delle frequenze delle varie note di un pianoforte, reperibile nella maggior parte dei testi di acustica o di elettro-acustica.

Un sistema che desideriamo citare grazie alla sua elevata precisione consiste nell'impiego di un motore sincrono, avente un valore della rotazione in giri al minuto strettamente connesso alla frequenza di rete, abbinato ad una certa varietà di ingranaggi, disposti con differenti rapporti, in modo da far funzionare un magnete, come vedremo tra breve.

Un artificio ingegnoso potrebbe consistere — disponendo di un registratore funzionante con più di una velocità — nel registrare una frequenza con una data velocità, e nel riprodurla con una velocità diversa, ottenendo così di raddoppiare o di dimezzare la frequenza stessa.

Una frequenza che potrebbe essere sfruttata vantaggiosamente è quella irradiata come frequenza campione da apposite stazioni trasmittenti, avente il valore esatto di 440 Hz; questa frequenza potrebbe essere inviata direttamente nello strumento, prelevandola ai capi della bobina mobile di un altoparlante.

Funzionamento

Per usare lo strumento tarato, al fine di misurare una velocità espressa in giri al minuto, il motorino (elettrico o a carburante) sotto prova deve essere usato in modo da produrre indirettamente una tensione alternata avente la frequenza di 1Hz per ciascuna rotazione del motore stesso. Ciò può essere ottenuto montando un magnete permanente sull'albero, con i poli disposti trasversalmente all'asse, ed installando una bobina nel campo magnetico così disponibile. Quando il magnete viene fatto ruotare dal motore, una tensione alternata viene indotta nella bobina, con una frequenza pari al valore di giri al minuto.

Il valore della tensione indotta non ha alcuna importanza, a patto che sia sufficiente a far funzionare il circuito di ingresso. Per controllare ciò, occorre tener presente che la tensione indotta è proporzionale all'ammontare della variazione di flusso; di conseguenza, per assicurare che la tensione indotta abbia un'ampiezza sufficiente, è bene stabilire la posizione della bobina con la velocità di rotazione più bassa, e muovere la bobina stessa rispetto al magnete, finché l'indicazione della tensione diventa incostante, per ridursi successivamente a zero. All'interno di questa distanza, non si deve osservare alcuna variazione di indicazione: al termine, è possibile fissare la bobina, in posizione tale da risultare comodamente entro i limiti stabiliti.

Nella realizzazione dell'Autore, è stato usato un magnete elittico, applicando a 12 mm di distanza dai poli la bobina di

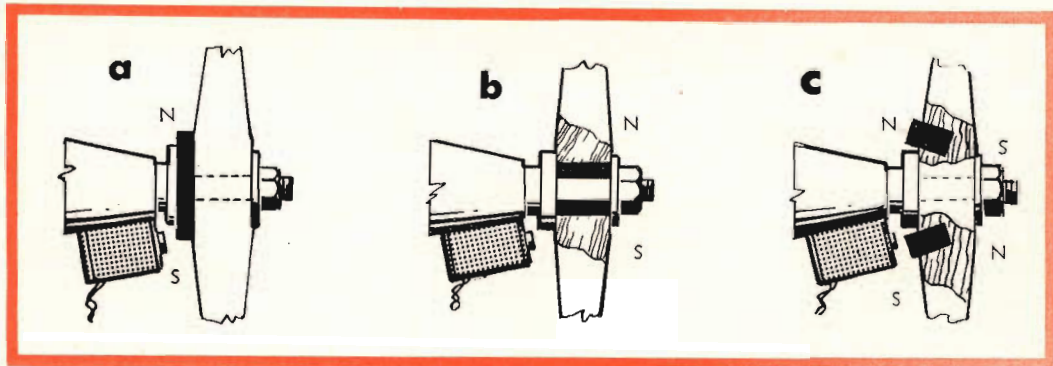



Fig. 7 - Esempi di metodi per ottenere dei segnali di frequenza corrispondente a quella di rotazione di un'elica. Sono illustrati tre diversi metodi di installazione di un magnete permanente, il quale — ad ogni passaggio davanti alla bobina installata al di sotto della fusoliera — induce in essa un impulso. Questi impulsi vengono poi utilizzati come segnali di ingresso da applicare allo strumento.

una cuffia: con questa combinazione, la tensione indotta è risultata di diversi volt.

Il sistema di montaggio e la misura ammissibile del magnete dipendono dalle varie circostanze specifiche. Ad esempio, per piccoli motori elettrici, è possibile usare un pezzo di magnete circolare del diametro di circa 10 mm, e dello spessore di circa 3 mm: con questo magnete, e con una bobina disposta alla distanza di 10 mm circa, è possibile ottenere un segnale di ampiezza sufficiente.

La **figura 7** illustra alcuni metodi che risultano consigliabili nei riguardi di motorini a carburante per modellini di aerei. In **a)** si osserva che un magnete circolare viene applicato tra la spalla dell'albero e l'estremità, sull'elica; in **b)** viene applicato un magnete a bussola, direttamente sull'albero attraverso l'elica, ed in **c)** si osserva che un piccolo magnete a barretta, dopo essere stato dimezzato, viene introdotto in appositi fori praticati nell'elica, in modo da accogliere i poli Nord e Sud.

La **figura 8** illustra invece due metodi consigliati per il controllo di motorini da installare in modellini natanti. In **a)** vengono illustrate due alternative, basate sull'impiego di un accoppiamento con giunto a sfera; precisiamo però che l'installazione del magnete dal lato dello zoccolo è possibile soltanto quando il volano è di ot-

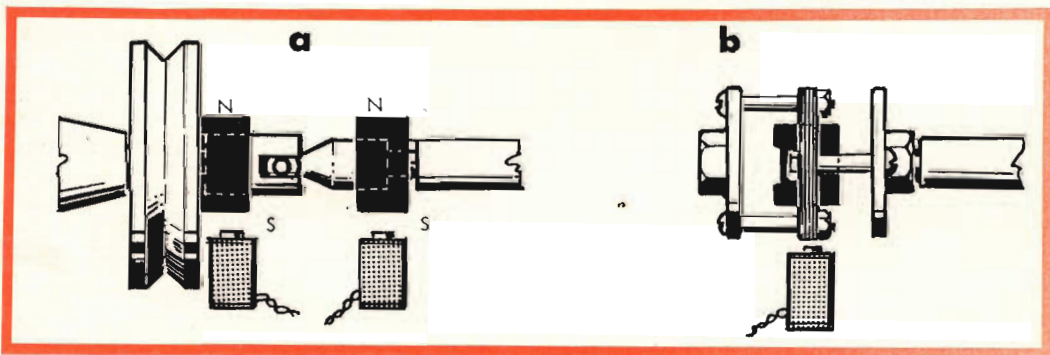



Fig. 8 - Esempi di metodi per ottenere il segnale di ingresso da motorini adatti all'impiego su modellini di natanti. Anche in questo caso si fa uso di un piccolo magnete, che induce impulsi di corrente in una bobina.

TABELLA DEI VALORI DI Cx, per uno strumento da 100 μA

La tabella riportata a lato elenca i valori ideali da attribuire alla capacità Cx, quando lo strumento di misura, sulla cui scala vengono letti direttamente i valori di frequenza, è del tipo da 100 microampère di sensibilità.

Portate	Valore effettivo di Cx	Valori suggeriti di C a Carta	in Polistirene
1.000 g/m	0,82	0,5 + 0,25	0,47 + 0,33
2.500 g/m	0,31	0,25 + 0,05	0,15 + 0,15
10.000 g/m	0,082	0,05 + 0,03	0,047 + 0,033
25.000 g/m	0,031	0,03	0,015 + 0,022
100 Hz	0,13	0,1 + 0,03	0,1 + 0,022
250 Hz	0,05	0,05	0,047
1.000 Hz	0,013	0,01 + 0,003	0,01 + 0,022
		a Mica	
10.000 Hz	0,0013	0,001 + 0,0003	
25.000 Hz	0,0005	0,0005	
100.000 Hz	0,00013	0,00012	

tone. In **b)** è illustrata la sistemazione di un accoppiamento a cardano, col magnete installato nella parte di cuoio. In alternativa — naturalmente ove ciò sia possibile — si può provvedere alla magnetizzazione di alcune parti dell'accoppiamento.

Per il dilettante, la possibilità di misurare la velocità di rotazione in giri al minuto offre dei vantaggi indiscutibili, agli effetti delle prove con diverse combinazioni di tipi di motore, di carburante, di regolazione della carburazione, di regolazione della compressione, di messa a punto della farfalla, delle dimensioni dell'elica e del relativo passo, ecc. Oltre a ciò, questa possibilità permette di ottenere da un determinato modellino il massimo delle prestazioni.

I valori della tabella di cui sopra si intendono espressi in microfarad. Per altre caratteristiche dello strumento, e per diversi valori della tensione di riferimento del diodo Zener, si può usare la seguente formula:

$$Cx \text{ in pF} = \frac{\text{Sensibilità f.s. strumento} \times 0{,}9}{\text{Tens. Zener} \times \text{Freq. di f.s. scala in Hz}}$$

La Marina Americana ha richiesto delle proposte per metodi industriali e di direzione capaci di ottenere la realizzazione di un campo di tiro sperimentale subacqueo nel Pacifico, a ovest delle Haway. Esso dovrebbe coprire una superficie di 130 Kmq., ad una profondità variabile da 1200 fino ed oltre 3000 m. Il campo dovrebbe entrare in funzione nel 1966.
Esso viene descritto come un campo per il controllo di traiettorie tridimensionali subacque, e verrà adoperato per valutare sia il comportamento delle varie armi per guerra antisommergibili, mentre esse inseguono le navi bersaglio, che i veicoli di lancio e la traiettoria delle armi. Le armi antisommergibili verranno lanciate sia da sommergibili che da navi di superficie contro natanti tanto sottomarini che di superficie.
Il costo iniziale del nuovo campo viene stimato in circa 10 milioni di dollari, con una buona probabilità di sviluppo. *Le proposte riguardanti i metodi e la gestione scadono il 25 settembre. Ci si aspetta che le proposte tecniche saranno richieste poco dopo.*

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte quinta — LE DIVERSE CLASSI DI FUNZIONAMENTO

— Amplificazione di Tensione in Classe « A »

Come abbiamo avuto occasione di accennare in precedenza, le valvole termoioniche possono essere usate in varie condizioni di lavoro, che si differenziano tra loro a seconda delle tensioni di alimentazione applicate ai diversi elettrodi, e — in particolare — a seconda delle relazioni che intercorrono tra la tensione di polarizzazione applicata alla griglia pilota, e l'ampiezza del segnale applicato al circuito di ingresso. In totale, esistono quattro sistemi diversi di impiego delle valvole, oltre a due sistemi supplementari derivati da uno dei quattro principali, i quali sistemi prendono il nome di « Classi di Funzionamento ».. L'intera elaborazione di questo argomento è troppo lunga per poterla completare in un solo tema. Per questo motivo, ci occuperemo questa volta dell'amplificazione di tensione in Classe « A », e — nei due temi successivi — ci occuperemo dell'amplificazione di potenza in Classe « A », e delle altre Classi di Funzionamento.

Un amplificatore funziona in Classe « **A** », quando la polarizzazione di griglia e la tensione alternata del segnale applicato all'ingresso dello stadio sono di valore tale da consentire **in qualsiasi istante** — durante il funzionamento — **il passaggio di una corrente anodica,** di intensità sia pure minima, nel circuito di placca della valvola.

Un amplificatore funziona in Classe « **AB** », quando la tensione di polarizzazione di griglia e la tensione alternata del segnale applicato all'ingresso dello stadio sono di valore tale da determinare in una data valvola il passaggio di una corrente anodica di data intensità, **per un periodo di tempo corrispondente all'incirca alla metà di ogni ciclo del medesimo segnale di ingresso, e comunque a meno di un ciclo intero.**

Un amplificatore funziona in Classe « **AB1** » o « **AB2** » quando le condizioni di funzionamento che si identificano nella Classe « AB » subiscono lievi alterazioni, sulle quali ci dilungheremo a suo tempo.

Un amplificatore funziona in Classe « **B** » quando la tensione di polarizzazione di griglia ha un valore prossimo a quello di interdizione (tale cioè da impedire quasi il passaggio della corrente anodica), per cui **la corrente di placca ha un'intensità prossima a zero in assenza di segnale** di

eccitazione sulla griglia. Inoltre, la corrente anodica stessa scorre all'incirca per la metà di ogni ciclo del segnale applicato all'ingresso dello stadio.

Un amplificatore — infine — funziona in Classe « **C** », quando la tensione di polarizzazione della griglia di controllo o pilota è notevolmente più elevata — in senso negativo — della tensione di interdizione. In questo caso, **la corrente anodica è pari a zero in assenza di segnale di ingresso** sulla griglia, in quanto nessun fenomeno interviene a modificare lo stato di interdizione in cui si trova la valvola. Quando invece al circuito di ingresso viene applicato un segnale a corrente alternata, la tensione di interdizione aumenta durante i semiperiodi negativi, mentre diminuisce durante i semiperiodi positivi. Di conseguenza, la suddetta corrente anodica scorre durante una frazione apprezzabilmente inferiore alla metà di un ciclo.

Alle lettere che stabiliscono la Classe « **AB** » di funzionamento, è inoltre possibile aggiungere il suffisso « **1** » per stabilire che **non si ha corrente di griglia durante alcuna frazione di ciclo del segnale di ingresso.** Il suffisso « 2 » significa invece che — **durante una parte di ogni ciclo del segnale di ingresso — si ha il passaggio di una certa corrente di griglia.**

Nei confronti degli amplificatori a radio-frequenza, che funzionano con circuiti accordati selettivi, come ad esempio nelle applicazioni di radio trasmissione, oppure nei confronti di quelle applicazioni per le quali la distorsione non è un fattore di importanza fondamentale, può essere usata una qualsiasi delle classi di funzionamento alle quali abbiamo accennato, e ciò sia con stadi di amplificazione singoli, sia con stadi costituiti da due valvole, e funzionanti in opposizione di fase (ossia in contro-fase, o « push-pull »).

Nei confronti invece delle valvole funzionanti come stadi di amplificazione a Bassa Frequenza (o Frequenza Acustica), nei quali la distorsione è un fattore che assume una grandissima importanza, il funzionamento con stadi di amplificazione singoli è possibile soltanto se avviene in Classe « **A** ». In questo caso, le condizioni di funzionamento vengono solitamente scelte in modo tale che il valore della distorsione venga contenuto entro limiti inferiori al 5 per cento convenzionale per i triodi, ed inferiori al 7 o al 10 per cento convenzionale per i tetrodi e per i pentodi.

La distorsione può inoltre essere ridotta al di sotto di tali percentuali tramite l'adozione di particolari accorgimenti circuitali, come — ad esempio — quelli che verranno presi in considerazione sotto il titolo di « **Reazione Inversa** ».

Con gli stadi amplificatori funzionanti in Classe « **A** », è possibile ottenere valori di distorsione assai ridotti, con notevole miglioramento agli effetti della potenza, ricorrendo all'impiego di un doppio stadio funzionante in contro-fase per gli stadi di Bassa Frequenza.

Con gli stadi funzionanti in Classe « **AB** » o in Classe « **B** », per ogni applicazione a frequenza acustica è indispensabile usare uno **stadio bilanciato,** per la cui realizzazione occorrono due valvole.

Amplificatori di Tensione in Classe « A »

Quando viene fatta funzionare come amplificatrice di tensione in Classe « **A** », una valvola elettronica viene usata in modo tale da riprodurre esattamente le variazioni della tensione applicata alla griglia, ai capi di un'impedenza o di una resistenza collegata nel circuito di placca. Le variazioni così riprodotte presentano una forma d'onda, ossia un andamento, essenzialmente eguale a quello della tensione alternata applicata alla griglia, con la sola differenza che la loro ampiezza risulta notevolmente aumentata. Questo aumento viene ottenuto facendo funzionare la valvola con un valore adatto della polarizzazione di griglia, e facendo in modo che la tensione del segnale di ingresso applicato alla griglia determini variazioni di intensità della corrente di placca proporzionali alle variazioni del segnale stesso.

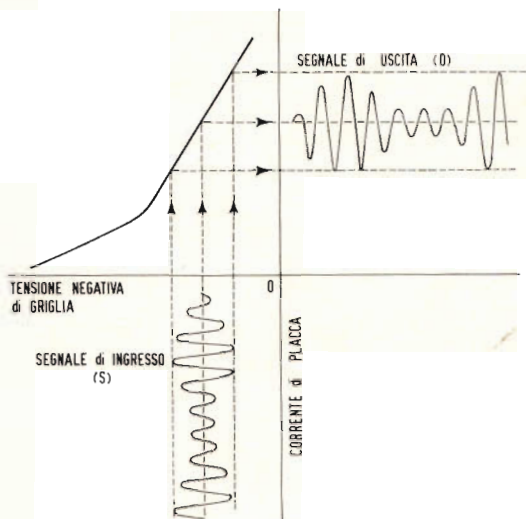
Fig. 29 - Grafico illustrante il fenomeno di amplificazione in Classe « A », in riferimento alla curva di trasferimento. L'asse orizzontale rappresenta le variazioni che il segnale di ingresso (S) apporta alla polarizzazione di griglia. L'asse verticale — invece — rappresenta le variazioni che la corrente anodica subisce a causa delle variazioni della tensione di griglia. Si noti la differenza di ampiezza che sussiste tra il segnale di ingresso ed il segnale di uscita (O). Come appare evidente, tale differenza è tanto maggiore, quanto più il tratto rettilineo della curva caratteristica della valvola si approssima alla posizione verticale.

La « **fig. 29** » costituisce una rappresentazione grafica di questo metodo di amplificazione, e mette in evidenza, tramite la curva che esprime la variazione della corrente anodica in funzione della variazione della tensione di griglia, l'effetto risultante dall'applicazione alla griglia pilota di una valvola di un segnale di ingresso, rappresentato dal simbolo « S ». Il segnale di uscita, rappresentato invece dal simbolo « O », costituisce appunto la variazione « amplificata » della corrente anodica.

Fig. 30 - Circuito di principio di uno stadio amplificatore a triodo. La resistenza R, che costituisce il carico applicato nel circuito di placca, viene percorsa dalla corrente anodica della valvola. Poiché questa varia in modo conforme alle variazioni del segnale applicato alla griglia, varia anche la caduta di tensione che la corrente anodica provoca ai capi di R. L'andamento della tensione che si sviluppa tra le sue estremità è pertanto l'esatta riproduzione della forma d'onda del segnale di ingresso, con la sola differenza di una maggiore ampiezza, dovuta all'amplificazione da parte della valvola.

La corrente di placca che scorre attraverso la resistenza di carico (R) nel circuito di « **fig. 30** » determina una caduta di tensione ai capi di quest'ultima, la cui ampiezza varia in modo perfettamente corrispondente alle variazioni della stessa corrente anodica. Il rapporto di questa variazione di tensione prodotta nella resistenza di carico, rispetto alla variazione della tensione applicata all'ingresso dello stadio, costituisce appunto **l'amplificazione di tensione,** vale a dire il **guadagno** consentito dalla valvola.

L'amplificazione di tensione dovuta alla valvola può essere espressa in modo assai conveniente mediante la seguente formula:

$$\text{Amplificazione di tensione} = \frac{\mu \times R_L}{R_L + r_p}$$

Fig. 31 - Illustrazione grafica della variazione di guadagno in funzione della variazione del valore della resistenza di carico. In questo caso particolare, si tratta di un triodo avente una resistenza di placca pari a 10.000 Ω, un fattore di amplificazione pari a 10, ed una trasconduttanza pari a 1000 μmbo. Come si può osservare, mano a mano che aumenta il valore della resistenza di carico (sull'asse orizzontale), aumenta anche il valore dell'amplificazione di tensione. Con un carico di placca di 500.000 Ω (0,5 MΩ), il guadagno è dell'ordine di 10, pari cioè al fattore di amplificazione della valvola.

oppure mediante la formula:

$$\text{Amplificazione di tensione} = \frac{g_m \times r_p \times R_L}{1.000.000 \times (r_p + R_L)}$$

nelle quali « μ » rappresenta il fattore di amplificazione presentato dalla valvola, « R_L » è il valore della resistenza di carico espressa in ohm, « r_p » è il valore della resistenza di placca espresso in ohm, ed il simbolo « g_m » rappresenta infine il valore di trasconduttanza, espresso in micromho (« μmho »).

Osservando la prima delle due formule enunciate, si può notare che il guadagno che può essere effettivamente ottenuto dalla valvola è inferiore al fattore di amplificazione della valvola stessa, ma che tuttavia il guadagno assume un valore prossimo a quello del suddetto fattore, quando la resistenza di carico presenta un valore elevato rispetto a quello della resistenza di placca che caratterizza la valvola.

La « **fig. 31** » esprime graficamente in quale modo il guadagno possa approssimarsi al fattore di amplificazione della valvola, mano a mano che viene aumentato il valore della resistenza di carico. Dalla curva — infatti — si può dedurre che, per ottenere un elevato guadagno da parte di uno stadio amplificatore di tensione, occorre attribuire valori elevati alla resistenza di carico.

In uno stadio amplificatore del tipo funzionante con accoppiamento a resistenza e capacità, la resistenza di carico della valvola equivale in modo abbastanza approssimativo al valore della resistenza di placca che viene a trovarsi in parallelo alla resistenza di griglia dello stadio successivo. Ne deriva quindi che — per ottenere valori elevati della resistenza di carico — è necessario ricorrere all'impiego di una resistenza di placca e di una resistenza di griglia di valore elevato. Tuttavia, la resistenza collegata in serie al circuito di placca non deve essere di valore eccessivamente alto, e ciò in quanto il passaggio attraverso di essa della corrente anodica determina una caduta di tensione che — a sua volta — riduce la tensione anodica applicata alla valvola. Di conseguenza, se il valore della resistenza in serie alla placca è eccessivo, risulta eccessiva anche la suddetta caduta di tensione; ciò significa che la tensione di polarizzazione positiva dell'anodo risulta troppo bassa, il

che determina una notevole diminuzione della tensione del segnale di uscita.

Occorre inoltre considerare che la resistenza di griglia dello stadio che segue non deve essere troppo grande, e che il suo massimo valore dipende dalle caratteristiche particolari della valvola che viene usata. Questo accorgimento è necessario, in quanto tutte le valvole contengono una sia pur minima quantità di gas residuo, che determina un lievissimo passaggio di corrente attraverso la resistenza di griglia. Se questa è di valore molto elevato, la reazione positiva che viene a crearsi a causa del passaggio di una corrente di griglia determina una diminuzione della normale polarizzazione negativa a questa applicata, provocando così — come effetto secondario — un aumento di intensità della corrente anodica. Tale aumento può provocare un surriscaldamento della valvola, ed essere così causa della liberazione — da parte degli elettrodi metallici in essa contenuti — di piccole quantità di gas, la cui presenza non può che determinare una ulteriore diminuzione della polarizzazione. L'azione che si svolge è pertanto progressiva, ed è causa di alterazioni che possono portare al deterioramento definitivo della valvola.

È ammissibile usare un valore maggiormente elevato della resistenza di griglia, nei casi in cui quest'ultima viene polarizzata mediante una resistenza catodica, rispetto al valore che può essere usato con un sistema di polarizzazione fissa. Infatti — quando si usa il sistema di polarizzazione catodica — una eventuale diminuzione della polarizzazione stessa dovuta agli effetti della presenza di gas o di emissione di griglia, viene quasi completamente neutralizzata dall'aumento della polarizzazione dovuto all'aumento della caduta di tensione che si manifesta ai capi della resistenza presente in serie al circuito catodico.

Nel paragrafo relativo all'amplificatore funzionante con accoppiamento a resistenza e capacità, verranno forniti valori tipici della resistenza di placca e di griglia adatti a tipi di valvole che si prestano a tale tipo di impiego, nonché valori tipici del guadagno ottenibile.

L'impedenza di ingresso di una valvola elettronica (vale a dire l'impedenza che essa presenta nel circuito esistente tra la griglia ed il catodo) consiste in una componente reattiva (1) dovuta alla capacità interelettrodica che sussiste tra la griglia ed il catodo, in una componente resistiva, derivante dal **tempo di transito,** ossia al tempo che gli elettroni impiegano a percorrere la distanza che intercorre tra il catodo e la griglia (2), e (3) una seconda componente resistiva, che ha sede nell'induttanza del collegamento di catodo.

Le componenti (2) e (3) dipendono dalla frequenza del segnale di ingresso. La impedenza di ingresso — infatti — è di valore assai elevato nel funzionamento con frequenze acustiche, quando la valvola in oggetto viene fatta funzionare con una polarizzazione negativa sulla griglia. Di conseguenza, in uno stadio amplificatore funzionante in Classe « **A1** » o « **AB1** » con trasformatore di Bassa Frequenza per l'accoppiamento, l'effetto di carico costituito dal circuito di griglia, nei confronti del trasformatore di accoppiamento dell'ingresso, può essere considerato assolutamente trascurabile. Ne deriva che l'impedenza secondaria per un trasformatore di ingresso di uno stadio operante in Classe « **A1** » o in Classe « **AB1** » può essere assai elevata, in quanto la scelta non risulta sottoposta a limitazioni dovute al valore dell'impedenga di ingresso della valvola. La scelta — tuttavia — può subire delle restrizioni a causa di considerazioni relative alla progettazione del trasformatore.

In corrispondenza di frequenze radio più elevate, l'impedenza di ingresso può diventare assai ridotta anche quando la griglia è negativa, a causa del tempo limitato durante il quale avviene il passaggio degli elettroni dal catodo alla griglia, ed a causa dell'induttanza apprezzabile delle connessioni. Il valore della suddetta impedenza diminuisce rapidamente con l'aumentare della frequenza, ed aumenta in tal modo l'effetto di carico nei confronti del circuito di ingresso.

In pratica, l'impedenza di ingresso può diventare — con frequenze radio assai elevate — abbastanza ridotta da esercitare una forte influenza sul guadagno e sulla selettività dello stadio che precede. Le valvole del tipo munito di collegamenti agli elettrodi sulla sommità del bulbo, e quelle cosiddette a « matita », come pure le valvole della serie « miniatura » per Alte Frequenze, sono state create appunto per consentire basse capacità di ingresso, una durata minima del tempo di transito, ed una minima induttanza da parte dei terminali di collegamento agli elettrodi, in modo che la loro impedenza di ingresso risulti di valore adeguatamente elevato anche rispetto alle radio-frequenze più alte.

Aggiungiamo infine — incidentalmente — che per « **ammettenza di ingresso** » si intende il reciproco, vale a dire l'inverso, dell'impedenza di ingresso.

Valvole a Coefficiente Variabile di Amplificazione

Uno stadio amplificatore del tipo detto ad **alto valore della tensione di interdizione** non è altro che una versione modificata di un tetrodo o di un pentodo, studiata in modo da ridurre al minimo la **distorsione di modulazione** e la **distorsione di modulazione incrociata** negli stadi di amplificazione ad Alta Frequenza.

Per modulazione incrociata si intende l'effetto che si manifesta in un ricevitore radio o televisivo a causa della presenza di un segnale interferente emesso da una stazione la cui frequenza viene ad attraversare lo spettro di frequenze coperto dalla emittente sulla quale l'apparecchio è stato sintonizzato.

Per distorsione di modulazione — invece — si intende la distorsione della portante modulata, e si rivela sotto forma di distorsione in Bassa Frequenza all'uscita del ricevitore. Questo inconveniente si verifica ad opera di uno stadio amplificatore ad Alta Frequenza, funzionante con una caratteristica eccessivamente curva quando la polarizzazione di griglia è stata aumentata per ridurre il volume di uscita.

Lo stadio responsabile della modulazione incrociata è solitamente il primo che amplifica il segnale ad Alta Frequenza, mentre — per il fenomeno di distorsione — la responsabilità deve essere solitamente attribuita all'ultimo stadio di Media Frequenza.

Le caratteristiche delle valvole ad alto valore della tensione di interdizione sono tali da permettere alle valvole di questo tipo di funzionare con segnali di ingresso sia di ampiezza rilevante che di ampiezza minima, con un minimo di distorsione verificabile entro un'ampia gamma di valori di intensità dei segnali di ingresso.

La « **fig. 32** » illustra la struttura della prima griglia (griglia di controllo) in una valvola di questo tipo. L'effetto particolare è dovuto proprio alla struttura di questa griglia, la quale determina una variazione del fattore di amplificazione, col variare della polarizzazione di griglia.

La prima griglia — infatti — è avvolta con un'ampia spaziatura tra le spire che la costituiscono verso il centro, e con una spaziatura assai minore in corrispondenza delle estremità. Quando all'ingresso di questo tipo di valvola vengono applicati segnali di debole intensità, unitamente ad una bassa tenisone di polarizzazione, l'effetto della spaziatura non uniforme tra le spire della griglia nei confronti della corrente di elettroni emessa dal catodo, e delle caratteristiche della valvola, è sostanzialmente il medesimo che risulta quando invece la spaziatura è uniforme. Per contro, mano a mano che la polarizzazione negativa di griglia viene aumentata, al fine di consentire alla valvola di funzionare con segnali di ingresso di maggiore intensità, il flusso degli elettroni che devono passare tra le spire che si trovano alle estremità della griglia viene interdetto. In tal caso, sia l'intensità della corrente di placca, che le altre caratteristiche di funzionamento della valvola, dipendono esclusivamente dall'intensità del flusso degli elettroni che passano attraverso la parte centrale più spaziata della griglia.

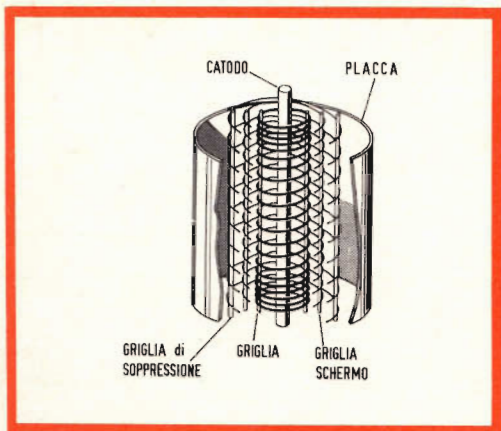



Fig. 32 - Caratteristiche di struttura di una valvola a coefficiente variabile di amplificazione, del tipo a pentodo. Non è difficile osservare che — mentre la seconda griglia (schermo) e la terza griglia (soppressore) sono costituite da spire essenzialmente parallele tra loro, vale a dire equidistanti — la prima griglia (di controllo) è costituita da spire che diventano più fitte alle estremità. Ciò determina la possibilità di far variare il fattore di amplificazione, variando il potenziale di polarizzazione applicato alla suddetta griglia.

Fig. 33 - Confronto tra le curve caratteristiche di trasferimento di placca, appartenenti a due tipi diversi di valvole. La curva di sinistra è riferita ad una valvola a coefficiente variabile di amplificazione (con griglia pilota a spire non uniformemente spaziate), mentre quella di destra è riferita ad una valvola a coefficiente fisso, ossia con griglia a spaziatura uniforme. Le due curve presentano un andamento simile in corrispondenza di bassi valori della polarizzazione di griglia: per contro, esse si differenziano notevolmente per valori elevati della polarizzazione. La curva della valvola a coefficiente variabile di amplificazione dimostra chiaramente la possibilità di applicare segnali di notevole ampiezza, senza comprometterne il funzionamento.

Questo particolare modo di funzionamento **fa variare il guadagno consentito dalla valvola,** per cui risulta possibile il funzionamento con segnali di maggiore intensità, con distorsioni di modulazione e di modulazione incrociata minime.

La **« fig. 33 »** illustra la rappresentazione grafica tipica di una curva che esprime l'andamento della intensità di corrente anodica in funzione della tensione di polarizzazione di griglia, per una valvola ad alto valore della tensione di interdizione, e ne fa il confronto con quella di una valvola con griglia a spaziatura uniforme.

Non è difficile notare che — mentre le due curve sono assai simili tra loro in corrispondenza di bassi valori della tensione di polarizzazione — l'intensità della corrente anodica per la valvola del tipo ad interdizione completa diminuisce assai lentamente con valori elevati della tensione di polarizzazione stessa. La lentezza di questa variazione conferisce alla valvola la possibilità di sopportare in modo soddisfacente l'applicazione di segnali di intensità o di ampiezza assai elevata.

Occorre ora considerare che — dal momento che le valvole ad alto valore della tensione di interdizione possono funzionare sia con segnali deboli che con segnali molto forti — esse risultano particolarmente adatte all'impiego in quegli apparecchi nei quali si desidera applicare un **sistema di controllo automatico del volume.** Infatti, come vedremo meglio a suo tempo, è sufficiente variare in modo opportuno la tensione di polarizzazione di griglia, per far variare conformemente l'amplificazione consentita dalle valvole di questo tipo.

Questo è il motivo per cui queste valvole sono note anche col nome di **valvole a coefficiente di amplificazione variabile,** o a « μ » **variabile.**

Fino a questo punto abbiamo considerato la teoria di funzionamento per l'amplificazione di tensione in Classe **« A ».** Alla prossima occasione vedremo invece come funziona e come si calcola uno stadio di potenza, funzionante in questa Classe.

NOTE TEORICO-PRATICHE AD USO DEI RADIORIPARATORI e RADIOMONTATORI

Argomento vecchio e pur sempre di attualità quello delle radioriparazioni. Vecchio perchè nato con l'affermarsi delle radiocomunicazioni, ed in particolare modo della radiodiffusione, di attualità perchè è più vivo che mai ed ha il potere di affascinare migliaia e migliaia di giovani e non più giovani. I primi perchè sperano di intraprendere una attività professionale che consenta loro di guardare all'avvenire con una certa sicurezza, i secondi per perfezionarsi, od aggiornarsi, in un ramo della tecnica in continua evoluzione. Immaginiamo, ad esempio, come potrebbe cavarsela un radioriparatore del lontano 1930, epoca in cui i possessori delle prime supereterodine erano considerati dei privilegiati, alle prese con un moderno radiogrammofono fornito di FM e di filodiffusione!

Dunque argomento vecchio e nel contempo di attualità, sul quale tanto in Italia quanto all'estero si sono scritti fiumi di inchiostro, ma pure resta sempre qualcosa da dire o da imparare.

L'arte, e l'appellativo non ci sembra fuori posto, di riparare un apparecchio radio è generalmente sottovalutata e ad essa, purtroppo, si dedicano molte persone che non sono in possesso di una preparazione adeguata. Infatti a fianco dei periti industriali, dei radiotecnici o dei radioamatori, che hanno scelto questa attività come loro professione, troviamo numerose altre categorie di persone che pur non essendo in possesso dei requisiti necessari cercano nelle radioriparazioni (e peggio ancora nelle teleriparazioni) il mezzo per aumentare le loro entrate.

A queste due categorie è necessario agganciarne un'altra, particolarmente numerosa e importante, che è costituita dai dilettanti autentici (compresi i radioamatori) i quali si interessano di radiomontaggi e di radioriparazione per pura passione, trovando in essi un diversivo alla loro normale attività professionale. Nulla di male se essi, dopo aver conseguita una buona dose di esperienza, possono in seguito unire l'utile al dilettevole, riuscendo ad arrotondare lo stipendio.

È evidente però che chiunque desideri dedicarsi alla riparazione degli apparecchi radio per conto di terzi, non deve preoccuparsi esclusivamente di richiedere la eventuale licenza comunale ma, soprattutto, per sua tranquillità professionale dovrà essere certo di avere acquisito quella preparazione teorico-pratica (quest'ultima

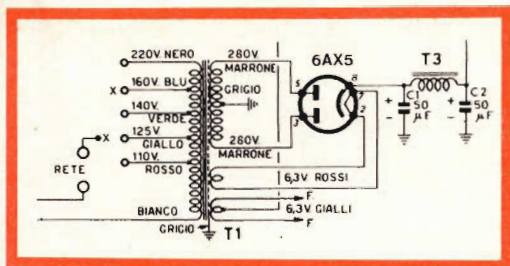



Fig. 1a - Controllo della corrente assorbita da un apparecchio radio; inserire il milliamperometro nei punti segnati con X.

dovrebbe acquistarla a proprie spese iniziando col rompere prima i propri radioricevitori e successivamente quelli dei parenti e degli amici...) indispensabile per eseguire riparazioni in modo ortodosso, intendendo con tale termine l'**operazione atta a riportare nelle primitive condizioni di funzionamento un apparecchio in avaria o comunque che abbia un rendimento inferiore a quello normale.** Infatti, non è infrequente il caso che radioriparatori inesperti per eliminare un inconveniente riescano a crearne degli altri più complicati, specialmente se il guasto ha la sua sede nei circuiti a radio o media frequenza.

Concludiamo questa premessa per affermare che un radioriparatore, per essere degno di tale nome, deve essere in grado di interpretare esattamente uno schema elettrico o di cablaggio e di individuare, nel minor tempo possibile, la sede delle anomalie di un radioricevitore senza ricorrere a dei sistemi empirici i quali, salvo qualche rara eccezione, conducono ad inevitabili risultati negativi, talvolta addirittura disastrosi.

Speriamo perciò di far cosa grata ai nostri lettori dedicando alcune puntate di questa rubrica ai problemi relativi alle radioriparazioni corredandole altresì di tabelle ed altri dati che saranno loro particolarmente utili.

I° - CONTROLLO DELLA CORRENTE ASSORBITA DA UN APPARECCHIO RADIO

Un sistema di controllo preliminare di un apparecchio radio, molto usato all'estero e pochissimo in Italia, è quello relativo alla misura della corrente assorbita dalla rete elettrica il quale per se stesso può dare una idea dello stato generale dell'apparecchio stesso.

A questo scopo, nel quadro del banco di ogni radioriparatore non dovrebbe mai mancare un amperometro destinato alle misure della corrente alternata.

Per facilitare la misura, senza ricorrere ad interruzioni del circuito o a collegamenti volanti, è sufficiente adottare il metodo indicato in fig. 1a, dalla quale si può rilevare come l'amperometro sia inserito al posto del ponticello del **« cambia-tensioni ».**

A titolo di esempio precisiamo che nei ricevitori **GBC tipo SM/6001 o AR/1,** che hanno un consumo dell'ordine dei 35 W, il valore di corrente che si dovrà rilevare, a seconda della tensione di rete, è il seguente:

110 V, 35/110 = 0,32 A circa
125 V, 35/125 = 0,28 A »
160 V, 35/160 = 0,22 A »
220 V, 35/220 = 0,16 A »

Il calcolo naturalmente potrà essere esteso a qualsiasi altro tipo di apparecchio del quale sia nota la potenza assorbita, applicando la formula: **I = W/V.**

Nell'eseguire il controllo dell'assorbimento di corrente si potranno verificare cinque casi distinti:

a) **Il valore della corrente è esatto**

la ricerca degli eventuali guasti dovrà essere effettuata secondo le modalità che indicheremo in seguito.

b) **Il consumo è molto superiore al normale comunque oltre l'AMPERE**

In tal caso è necessario togliere dal proprio zoccolo la raddrizzatrice e ripetere la misura. Qualora l'assorbimento di corrente risulti regolare, dopo avere accertato che la raddrizzatrice non ha qualche corto circuito interno, occorre staccare il primo condensatore elettrolitico **(C1 di figura 1a)** e rimettere al proprio posto la valvola. Se la corrente risulta presso a poco normale ciò significa che tale condensatore è in

corto circuito, o quasi, e quindi è necessario effettuarne la sostituzione. Se invece il consumo rimane sempre elevato è consigliabile togliere dai rispettivi zoccoli tutte le valvole, comprese la lampada del quadrante, e ripetere la misura: ciò consentirà di stabilire se l'anomalia è provocata da un corto circuito in una delle valvole oppure in qualche altro componente.

c) **Se il consumo è superiore al normale, ma non come nel caso precedente**

In primo luogo si dovranno controllare le tensioni **AT** verso massa e lo stato dei condensatori elettrolitici relativi alla cellula di filtraggio. Un corto circuito parziale del secondo condensatore di filtraggio **(C2),** ed un corto circuito nel circuito di placca della valvola finale, possono provocare un assorbimento di corrente al primario del trasformatore di alimentazione di 0.7 A circa (nel caso in cui la corrente richiesta sia dell'ordine di 0,4 A).

d) **Qualora il consumo sia troppo debole**

Può darsi che la valvola raddrizzatrice sia del tutto esaurita, o quasi. In tal caso la tensione continua misurata sul filamento o ai capi di **C1** risulterà nulla. Se invece detta tensione risultasse troppo elevata ai capi di **C1** e nulla ai capi di C2 ciò significherebbe che vi è una interruzione nell'impedenza o nella resistenza di filtro **(T3 figura 1a).** Qualora si riscontri una tensione troppo elevata anche all'uscita di C2 è opportuno misurare la tensione di catodo della valvola finale. Se la tensione catodica è nulla tale valvola è esaurita oppure non fa un buon contatto con lo zoccolo, se è di valore superiore al normale è necessario ricercare le cause in relazione al circuito usato.

e) **Può darsi che l'amperometro non segni alcuna corrente**

In questa evenienza è facile dedurre che l'anomalia deve essere localizzata nel cordone di alimentazione, nel fusibile, nel cambia-tensioni, nell'interruttore o nel primario del trasformatore.

II° CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

Guasti circoscritti fra la presa di corrente della rete elettrica ed il primario del trasformatore

a) **Inserendo la spina dell'apparecchio alla relativa presa di corrente i fusibili dell'impianto elettrico fondono**

Se ciò avviene con l'interruttore dell'apparecchio radio escluso (cioè aperto) innestando la spina del cordone di alimentazione nella presa di corrente, l'anomalia è provocata senz'altro da un corto circuito nel cordone che unisce l'apparecchio alla rete oppure da uno dei due capi dello stesso che si è staccato dall'interruttore e che fa contatto con la massa. Qualora l'anomalia si manifesti ad interruttore chiuso, oltre ai suddetti casi, può essere dovuta ad un corto circuito nel primario del trasformatore di alimentazione. La localizzazione del guasto sarà stabilita mediante il cosiddetto **controllo a freddo,** da eseguire, ad apparecchio spento con l'ohmmetro (fig. 2).

Il controllo del primario del trasformatore può essere effettuato con tutta facilità collegando un puntale dell'ohmmetro al capo « 0 » Volt e l'altro puntale, dopo averne escluso il relativo cavallotto, ai rispettivi piedini del **cambio-tensione** (110, 125, 160 e 220 V). Con un po' di esperienza è veramente elementare accertare l'esistenza di un corto circuito, totale o parziale, con il suddetto sistema. I valori più comuni di resistenza di un primario do-

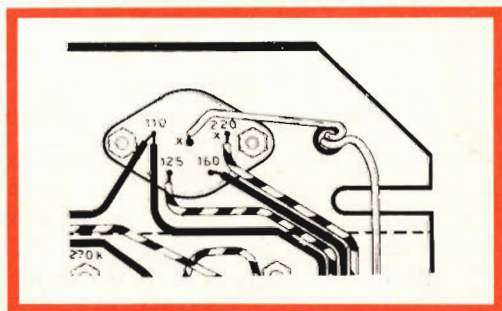



Fig. 1b - Inserimento dell'amperometro per misure di corrente in un apparecchio alimentato a 220 V; inserire lo strumento nei punti X.

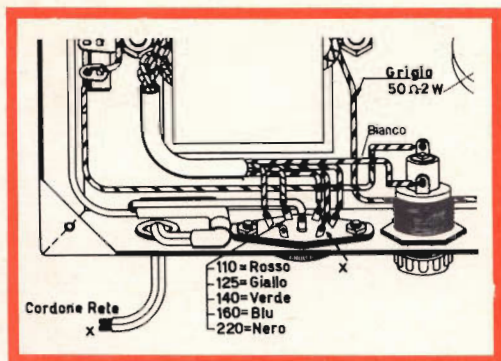



Fig. 2 - Controllo con l'ohmmetro del primario di un trasformatore di alimentazione; inserire lo strumento nei punti segnati con X.

vranno grosso modo corrispondere a quelli indicati nella tabella I°.

Un eventuale corto circuito fra gli avvolgimenti del primario di un trasformatore e la massa è riscontrabile collegando un terminale dell'ohmmetro alla massa stessa e l'altro al cambia-tensioni come esposto più sopra (fig. 3).

Resistenza riscontrata in autotrasformatore da 150 W: 110 V = 3,6 Ω; 125 V = 4,1 Ω; 140 V = 4,7 Ω; 160 V = 5,3 Ω; 220 V = 7,3 Ω; 250 V = 8,3 Ω; 280 V = = 9,33 Ω.

Un corto circuito fra gli strati che compongono il primario del trasformatore può non fondere i fusibili in questione ma provocare un sensibile abbassamento dell'intensità luminosa delle lampade che illuminano il locale.

b) **L'apparecchio è muto, le lampadine e le valvole sono spente**

Ammesso che alla presa murale arrivi corrente, il guasto può essere dovuto al cambio tensione, il cui ponticello può essersi allentato, o un suo conduttore staccato, od anche ad un fusibile dell'apparecchio fuso (prima di sostituirlo è necessario individuare la causa che ne ha provocato la fusione), all'interruttore difettoso o con un conduttore dissaldato, al cordone di alimentazione, o relativa spina, interrotti, al primario del trasformatore che può essere interrotto. Tutti questi casi sono facilmente reperibili mediante l'uso dell'ohmmetro.

c) **Le lampade del quadrante danno luce debole e la riproduzione sonora è pure scarsa, oppure l'intensità luminosa è più forte del normale e così pure l'intensità sonora (in apparecchi poco efficienti quest'ultima può sembrare normale)**

L'inconveniente è da attribuire alla tensione di rete la quale ha un valore notevolmente diverso da quello nominale, oppure al « cambia-tensioni » il cui ponticello è stato collocato in modo errato.

d) **Ronzìo**

Fra le numerose cause che possono provocare il ronzio, e che esamineremo a suo tempo, dobbiamo citare quella dovuta ai conduttori che fanno capo al cordone di

TABELLA I

Potenza in Watt	Resistenza degli avvolgimenti primari in ohm					Secondario (totale) approssimativo
	110 V	125 V	160 V	220 V	260 V	
30	15-20	18-22	25-30	30-40	38-50	1.100-1.700
50	10-12	12-14	14-19	19-25	28-34	600-800
60	8-10	10-12	12-16	16-20	24-28	400-500
75	5- 7	6- 8	8-10	10-15	15-20	250-350
100	3- 5	4- 6	6- 7	7-12	11-16	180-220

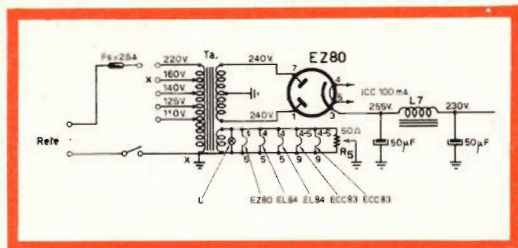



Fig. 3 - Controllo di un autotrasformatore o del primario di un trasformatore per verificarne l'isolamento verso massa; inserire l'ohmmetro nei punti segnati con X.

alimentazione qualora essi effettuino dei percorsi paralleli fra loro o siano collocati troppo vicini a taluni componenti di media o radio frequenza.

Concludiamo questa puntata dando gli estremi dei principali trasformatori di alimentazione GBC e con qualche appunto relativo al calcolo dei trasformatori.

PRINCIPALI TIPI DI TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE G.B.C.

H/151 100 VA, 280+280V, 130 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 3A.
H/152 100 VA, 280+280V, 130 mA, 6.3V 4.5A.
H/153 100 VA, 340+340V, 100 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 3A.
H/154 100 VA, 340+340V, 100 mA, 6.3V 4.5A.
H/161 100 VA, 280+280V, 100 mA, 6.3V 2.2A.
H/171 75 VA, 280+280V, 100 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 2.2A.
H/172 75 VA, 280+280V, 100 mA, 6.3V 4.5A.
H/173 75 VA, 340+340V, 75 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 2.2A.
H/174 75 VA, 340+340V, 75 mA, 6.3V 4.5A.
H/175 70 VA, 280+280V, 75 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 2.2A.
H/176 70 VA, 280+280V, 75 mA, 6.3V 4.5A.
H/181 65 VA, 280+280V, 65 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V, 1,8A.
H/182 65 VA, 280+280V, 65 mA, 6.3V 3.5A.
H/183 60 VA, 320+320V, 60 mA, 4V, 5V 2A, 6.3V 1.8A.
H/183-1 30 VA, 220/220, rapporto 1/1, trasformatore d'isolamento.
H/184 30 VA, 220V, 6.3V 0.95A.
H/184-2 40 VA, 280V, 6.3V 1.7A.
H/184-3 30 VA, 6.8V e 12V 0.3A.
H/185 30 VA, 6.8V e 12V 0.3A.
H/185-1 6.3V 0.4A per convertitore.
H/185-2 0-220-0, 6.3V 7,6V (0.4A) per convertitore
H/187 100 VA, 300+300V, 5V 2A, 6.3V, 2A per SM/3399.
H/188 30 VA, 190V, 6.3V 1A per SM/3363.
H/189-1 190V 40 mA, 6.3V 1A per registratori PT/12 e PT/15.
H/189-2 220V 55 mA, 6.3V 1.5A per registratori RG8.
H/189-3 6.3 V 2 A (ex H/207)
H/190-3 da 110V a 220V, 6.3V, 18V autotrasformatore per AR/4.
H/190-4 da 110V a 220V, 6.3V, 2.3A autotrasformatore per FM/2.
H/190-5 0, 6.3, 59V e da 110 a 220V, autotrasformatore per FM/199.
H/190-6 0, 88 e da 110V a 220V, 6.3V 2.2A autotrasformatore per FM/90.
H/190-9 0, 6.3, 83V e da 110 a 220V, autotrasformatore per FM/4 e FM/5.
H/192 45 VA, da 110V a 220V 90 mA, 4V 1A, 6.3V 1.8A, per valvole Rimlok, serie E.
H/193 30 VA, da 110V a 220V 60 mA, 6.3V 0.6A, per valvole serie U.
H/203 40 VA, da 70V a 220V, 6.3V 1.2A, autotrasformatore per Rimlok, e serie miniatura.
H/205 45 VA, da 110V a 220V, 90 mA, 6.3V 2A, per valvole serie E.
H/206 da 70V a 220V, 6.3V 1.2A, autotrasformatore universale.

APPENDICE - PROMEMORIA SUL CALCOLO DEI TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

Per costruire un trasformatore di alimentazione per apparecchi radio, è necessario conoscere: 1°) **La potenza massima richiesta.** 2°) **Le tensioni e le correnti massime ammesse.** 3°) **La sezione del nucleo ed il flusso.** 4°) **Il numero delle spire ed il diametro dei conduttori.**

Il flusso « Φ » ed il numero delle **spire per ogni volt** « n », sono legati fra loro dalla relazione:

$$\Phi = \frac{10^8}{4.44\ nF}$$

dalla quale si ricava che

$$\Phi\, n = \frac{10^8}{f}$$

Quest'ultima relazione, che dipende esclusivamente dalla frequenza « f », ci consente di stabilire che il prodotto del flusso per il numero delle spire per volt è costante (in modo approssimativo, può ritenersi uguale per ogni trasformatore). Di conseguenza per la frequenza di 50 Hz,

usata in Italia, il valore di « Φ n » è uguale a 46×10^4.

Noto il valore « Φ n » è necessario calcolare la sezione del nucleo. In passato, quando si usavano lamelle a grande finestra, la sezione netta si calcolava mediante la formula $S = \sqrt{W_p}$, nella quale W_p indicava la potenza del primario in watt.

Attualmente si preferisce calcolare la **sezione lorda** « S » secondo la seguente formula:

$$S = 2 \sqrt{E_S I_S}$$

dove E_S e I_S indicano la tensione e l'intensità di corrente del secondario.

La **sezione netta** si ottiene togliendo il 15% per le lamelle da 0,35 mm ed il 10% per quelle da 0,5 mm (nel primo caso **Sn** è uguale a **S/1,15** nel secondo a **S/1,1**).

Conosciuta la sezione netta, e dato che il valore della induzione B per i tipi di lamierino usato per i trasformatori radio è fissato in 10.000 gauss, si passa a calcolare il flusso « Φ » mediante la formula $\Phi = BSn$.

Essendo noto il valore del prodotto « Φ n » è possibile ricavare il numero delle spire « n » che è necessario avvolgere per ogni volt di tensione mediante la relazione:

$$n = \frac{\Phi\ n}{\Phi} \quad \text{cioè} \quad n = \frac{10^8}{4{,}44\ f\ \Phi}$$

trasformabile prima in : $n = \dfrac{46 \times 10^4}{\Phi}$ e

successivamente in : $n = \dfrac{46 \times 10^4}{BSn}$.

Siccome il valore di B è stato scelto di 10.000 gauss che corrisponde a 10^4 in definitiva avremo che: $n = \dfrac{46}{Sn}$.

Il numero complessivo delle spire che dovranno costituire l'avvolgimento primario sarà dato dal prodotto del numero di spire per volt (n) per quello della tensione primaria, cioè:

$$N_p = E_p \cdot n$$

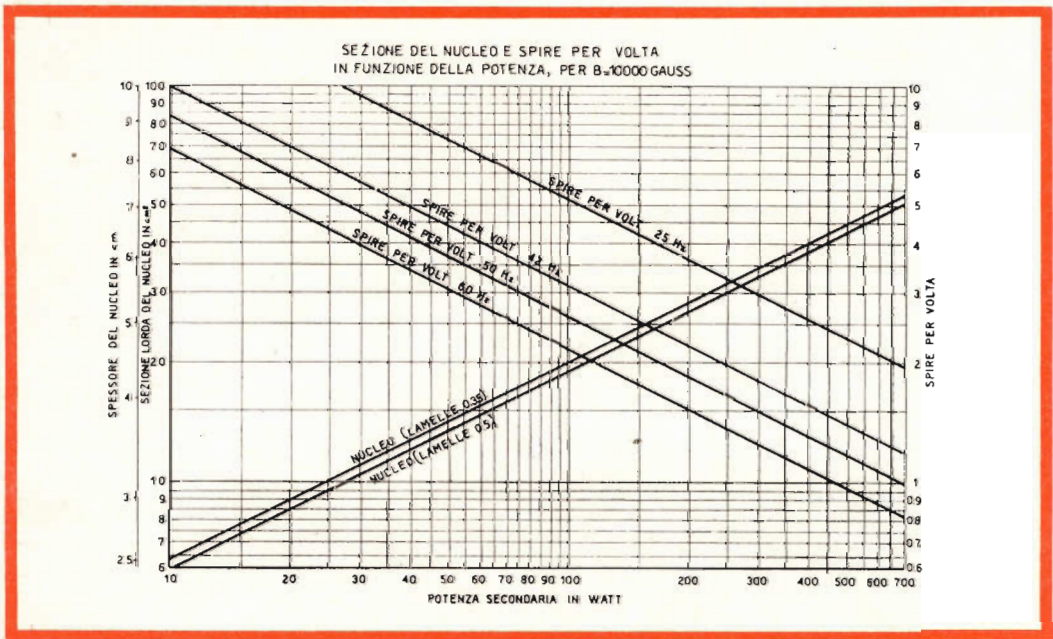



Fig. 4 - Abaco per il calcolo dei trasformatori di alimentazione.

Per calcolare il numero delle spire degli avvolgimenti secondari non ci si può valere della stessa formula a causa delle perdite che intervengono nel processo di trasformazione, di conseguenza ci si vale della seguente:

$$Ns = Es\ n \frac{100}{\mu}$$

nella quale il rendimento « μ » corrisponde al 90% per trasformatori da 20 a 50 W, al 93% da 50 a 120 W, ed al 95% da 120 a 300 W. Per i trasformatori radio aventi potenze fino a 20 W, Ns è uguale a **1,15 n,** per potenze superiori Ns corrisponde a **1.05 n.**

Sul calcolo dei conduttori ci intratterremo in uno dei prossimi numeri. L'abaco riportato in fig. 4 consente di determinare il numero delle spire per volt e la sezione del nucleo senza effettuare calcoli. Esso è valido per lamierini al 4% di silicio con un B = 10.000 gauss.

Partendo dalla potenza desiderata, procedendo verticalmente si incontrerà la linea obliqua riferita al nucleo in corrispondenza della quale si leggerà, a sinistra, il numero di centimetri quadrati relativi alla sezione netta comprendente anche l'ingombro dovuto allo strato isolante. Le due linee si riferiscono a lamelle da 0,35 e 0,5 mm. Proseguendo verticalmente si incontra la linea delle **« spire per volt »** delle quali si sceglierà quella desiderata **(50 Hz).** In corrispondenza del punto di incrocio, sul lato destro, si leggerà il numero delle spire per ogni volt di tensione primaria. Le spire secondarie si calcolano con il procedimento indicato

UN GIOVANE SODDISFATTO

MOLTI GIOVANI HANNO INTERROTTO GLI STUDI PER RAGIONI ECONOMICHE E PER I METODI D'INSEGNAMENTO DURI E SUPERATI.

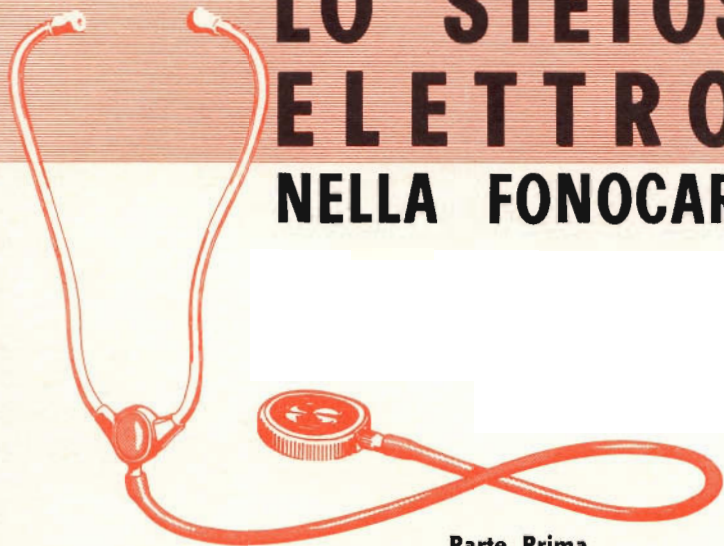
Oggi c'è una scuola per CORRISPONDENZA che grazie ad un metodo **originale** e DIVERTENTE, VI SPECIALIZZA in poco tempo nei settori di lavoro MEGLIO PAGATI e SICURI: **ELETTRONICA E RADIO-TELEVISIONE**

Voi pagate in piccole rate le lezioni (eccezionale! sino a 52 rate). LA SCUOLA VI REGALA TUTTI GLI STRUMENTI PROFESSIONALI (analizzatore - provavalvole - oscillatore - **volmetro elettronico** - oscilloscopio) **UNA RADIO O UN TELEVISORE** (che montate a casa Vostra) e i raccoglitori per rilegare le dispense.

AGENZIA ORSINI

PER SAPERNE DI PIU' E VEDERE FOTOGRAFATI A COLORI TUTTI I MATERIALI PEZZO PER PEZZO, RICHIEDETE SUBITO **GRATIS** - SENZA IMPEGNO l'opuscolo "OGGI UNA PASSIONE... DOMANI UNA PROFESSIONE"

Basta inviare una cartolina postale con il Vostro Nome Cognome e indirizzo alla:

LO STETOSCOPIO ELETTRONICO NELLA FONOCARDIOGRAFIA

a cura di L. Biancoli

Parte Prima

CONSIDERAZIONI GENERALI

L'argomento dello sfruttamento della tecnica elettronica agli effetti della diagnostica nei campi della medicina è già stato oggetto di numerose elaborazioni divulgative. Sebbene esso sia diventato quasi un luogo comune, riteniamo interessante pubblicare le presenti note, tratte da « Electronique Médicale », in quanto considerano l'argomento dello stetoscopio elettronico non solo dal punto di vista tecnico e da quello teorico, ma anche analizzandone la tecnica di impiego, nonché le future possibilità di sviluppo, e la possibilità di estenderne l'impiego dal punto di vista didattico con altre apparecchiature di moderna concezione.

L'AVVENIRE DELLO STETOSCOPIO ELETTRONICO

Contrariamente a ciò che si potrebbe pensare, i problemi di carattere tecnico e relativi alla fabricazione, che esistono nei confronti dello stetoscopio elettronico, sono ancora ben lungi dall'essere risolti, in quanto le sue possibilità pratiche non possono essere considerate — almeno per il momento — che ad uno stadio appena iniziale.

Indubbiamente, esistono già delle realizzazioni in veste commerciale, ma si tratta di esemplari quasi sporadici, ed appartenenti a categorie estreme ed assai particolari. Essi sono:

1 - Piccoli apparecchi a transistori, di dimensioni ridottissime, tra i quali un modello di produzione Giapponese. Con questo tipo, l'auscultazione avviene mediante uno stetoscopio di tipo classico e — se da un lato queste apparecchiature sono in grado di fornire una certa amplificazione dei toni cardiaci — dall'altro non sono certamente in grado di valorizzarli;

2 - Registratori per laboratori o per ospedali, costituiti da apparecchiature fisse, usate in modo assai poco divulgato;

3 - Amplificatori a valvole, corredati di altoparlanti, e destinati all'impiego nelle aule ad anfiteatro. Si tratta di installa-

zioni fisse e costose, di impiego relativamente diffuso dal punto di vista didattico.

Ciò premesso, riteniamo che — a fianco delle apparecchiature citate — resti una notevole quantità di spazio per apparecchiature destinate ad un impiego quotidiano e sistematico, di un tipo che non esiste ancora sul mercato, e precisamente:

1 - Piccoli apparecchi portatili a transistori, muniti però di altoparlante, con prestazioni tali da consentirne l'impiego da parte dei medici, che permettano di superare l'inconveniente della inevitabile rumorosità d'ambiente;

2 - Apparecchi portatili, che possano funzionare contemporaneamente come registratori, che risulteranno da un adattamento applicato agli elettrocardiografi (impiegati contemporaneamente per i due scopi), a vantaggio dei cardiologi;

3 - Negli ospedali, a disposizione dei direttori di sala, un microfono autonomo facente parte di un trasmettitore a modulazione di frequenza, che permetta di far partecipare numerosi studenti all'auscultazione effettuata al letto del malato, mediante l'impiego di piccoli ricevitori, disposti a qualche metro di distanza.

RISULTATI DA CONSEGUIRE

Riteniamo che un amplificatore adatto all'impiego ai fini dell'auscultazione debba avere le seguenti prerogative:

1 - Una amplificazione, nel senso effettivo del termine, che permetta di udire — senza sforzo particolare, o malgrado un certo livello di rumore ambientale, che sarebbe di grave impedimento senza l'aiuto dell'apparecchiatura — quei suoni che permettono di trarre delle conclusioni nei confronti di un paziente. Sotto il punto di vista del rumore ambientale, non dobbiamo trascurare che esso acquista una importanza sempre maggiore soprattutto nelle città, dove la maggior parte delle vie sta diventando sempre più rumorosa, senza considerare i casi particolari relativi ai lavori pubblici, alle industrie, ecc.

Questa amplificazione potrebbe essere definita come un aumento di intensità di livello, compatibilmente con una certa fedeltà (o — per meglio dire — con una fedeltà relativa, come vedremo meglio più avanti) nella riproduzione delle diverse frequenze interessate;

2 - Una possibilità di facilitare la ricerca di determinati rumori di carattere patologico, evitando che essi subiscano un parziale mascheramento, essendo di livello inferiore a quello di altri suoni. Intendiamo dire che — grazie ad una applicazione elettronica — dovrebbe essere possibile selezionare determinate frequenze, in modo da amplificarle rispetto ad altre, cosa che l'orecchio umano non può certamente fare da solo;

3 - Un possibilità di ascolto contemporaneo da parte di numerose persone, compreso lo stesso paziente. Sovente, infatti, egli desidera conoscere sempre più il suo caso personale, attraverso l'elaborazione degli articoli clinici, e la lettura di pubblicazioni mediche a carattere divulgativo. In tal caso, il medico avrebbe la possibilità di fargli notare e riscontrare le analogie della sua auscultazione, esattamente come un radiologo può mostrare al suo paziente le anomalie constatate in una pellicola radiografica. Oltre a ciò, la possibilità di auscultazione multipla avrebbe un interesse indiscutibile dal punto di vista didattico.

LE BASI DELL'AUSCULTAZIONE

Dal momento che esiste già una abbondante letteratura su tale argomento, non ci occuperemo — in questa sede — delle caratteristiche mediche dell'auscultazione.

Agli effetti dell'ascolto dei suoni prodotti dal cuore, il punto di partenza è costituito da un insieme di rumori (con assenza di frequenze pure) complessi ed incostanti sia nel timbro che nell'intensità. Persino durante una determinata auscultazione, è possibile riscontrare la variazione progressiva di numerosi fattori.

I rumori ai quali ci riferiamo sono a tutti noti, sia grazie ad una precedente auscultazione diretta, spesso insufficiente, sia in seguito all'ascolto effettuato con uno degli stetoscopi attualmente disponibili in commercio, ed il cui risultato non costituisce affatto un dato indiscutibile.

Di conseguenza, i suoni uditi possono essere differenti rispetto a quelli effettivamente prodotti, e possono essere percepiti in modo alterato, a seconda delle caratteristiche di sensibilità acustica da parte di chi ascolta.

Prima di studiare da un punto di vista pratico la tecnica di rilevamento, di amplificazione e di riproduzione di questi suoni, è opportuno precisarne in forma concisa la natura fisica.

Il primo rumore può essere scomposto — in fase di analisi — in un suono breve, di tonalità assai elevata, dovuto allo sbattere delle valvole che si chiudono bruscamente (e quindi, alla mancanza normale di sincronismo delle contrazioni dei due ventricoli, corrisponde uno sdoppiamento del rumore stesso), ed in un suono grave, prolungato, che corrisponde alla messa in tensione del miocardio, ed alla contrazione isometrica dei ventricoli.

Il secondo rumore, più nitido, più breve, e di tonalità più elevata, non corrisponderebbe che alla chiusura brusca delle valvole arteriali.

I cosiddetti « soffi » sono delle vibrazioni multiple che si prolungano nel tempo: essi sono la conseguenza di una certa turbolenza, in funzione di una variazione di diametro, e della velocità di scorrimento della corrente sanguigna.

La fonocardiografia dà luogo a lavori sempre più numerosi. Essa permette lo studio di certe caratteristiche dei rumori del cuore e dei soffi, e — soprattutto — permette di misurarne la successione nel tempo, contemporaneamente a quella di altri fenomeni circolatori. Tuttavia, non è possibile basarsi sui risultati dei registratori a penna, per apprezzarne le frequenze di un soffio, in quanto essi non possono funzionare che su frequenze comprese tra 100 e 200 Hz.

Numerosi autori sostengono che i suoni dell'auscultazione sono costituiti da frequenze assai basse, di valore notevolmente inferiore ad 800-1.000Hz.

Oltre a ciò, un libro su questo argomento, recentemente pubblicato, precisa che l'amplificatore deve essere costruito con caratteristiche tali da eliminare tutte le frequenze superiori ad 800 Hz.

Caniggia (nel 1963) ed i suoi collaboratori hanno effettuato delle misure con l'aiuto di sonde elettrocardiache, in condizioni eccellenti di attrezzatura, consistente in due microfoni piezoelettrici, una apparecchiatura di registrazione fotografica su oscilloscopio, con velocità di esplorazione orizzontale di 2,5 e di 15 centimetri al secondo, un amplificatore lineare da 40 ad 8.000 Hz, ed una serie di filtri passa-banda per l'analisi dei rumori e delle loro armoniche (da 10 a 80, da 80 a 160, da 160 a 320, da 320 a 640, da 640 a 1.280, ecc.).

Dalle misure eseguite, essi hanno potuto concludere — in modo assai schematico — che i soffi mitralici, di comunicazione inter-ventricolare, di stenosi aortica e polmonare, come pure per dilatazione aortica e polmonare, hanno una frequenza inferiore a 100 o 150 Hz; che quelli dovuti ad insufficienza aortica hanno frequenze inferiori a quelle comprese tra 200 e 250 Hz, e che rarissimi soffi con timbri musicali arrivano a frequenze comprese tra 300 e 350 Hz.

I suddetti Autori hanno inoltre segnalato che la seconda armonica si trova spesso sui tracciati, ma con una intensità assai più ridotta, mentre non sarebbe possibile assolutamente avvertire la presenza delle armoniche superiori, se non con l'aiuto di una notevole amplificazione, e ciò a causa della loro intensità minima, dovuta all'attenuazione scalare.

L'ESISTENZA DI FREQUENZE ELEVATE

Riteniamo che l'impiego di apparecchiature caratterizzate da una riproduzione scadente abbia indotto in errore questi studiosi, in quanto è apparso assai strano

— a priori — che i soffi cardiaci abbiano frequenze di qualche centinaio di hertz soltanto.

Malgrado l'indebolimento delle note più acute, dovuto alla propagazione, è classico imitare certi soffi con la pronuncia ripetuta delle consonanti « F » ed « S », constatando che ad esse corrispondono delle frequenze superiori. Da ciò, abbiamo compreso l'impossibilità di udire i soffi, con un microfono adatto alla riproduzione di frequenze del valore masse 2.000 Hz.

Può essere d'aiuto il fatto che — da quanto risulta negli studi compiuti agli effetti dell'audiometria vocale — le frequenze più importanti nei confronti dell'intelligibilità globale dei monosillabi si trovano nella gamma compresa tra 1.500 e 2.000 Hz.

Tuttavia, ciò che ha certamente un valore indiscutibile, è costituito dai risultati ottenuti dal dottor Laurens, durante i suoi lavori presso il Centro Cardiologico di Broussais. A partire dal 1961, egli ha pubblicato delle registrazioni selettive di soffi intra-cardiaci, ottenuti con l'aiuto dei filtri di banda. Un certo numero delle suddette registrazioni denota dei soffi (stenosi polmonare) le cui componenti a frequenza bassa sono di ampiezza ridotta, mentre le componenti di maggiore intensità cadono nella gamma compresa tra 1.200 e 2.400 Hz.

Altri scienziati hanno successivamente ottenuto risultati analoghi, e la maggior parte di essi giudica vantaggioso lo impiego di microfoni che funzionano su frequenze elevate, ossia con caratteristiche tali da non sacrificare la gamma dei suoni più acuti.

L'assorbimento da parte dei tessuti

Nel frattenmo, certi altri Autori sostengono che le frequenze elevate dei suoni intracardiaci non possono essere udibili, a causa del loro assorbimento da parte dei tessuti. In appoggio a questa tesi, essi fanno rilevare la legge matematica della proporzionalità dell'assorbimento col quadrato della frequenza.

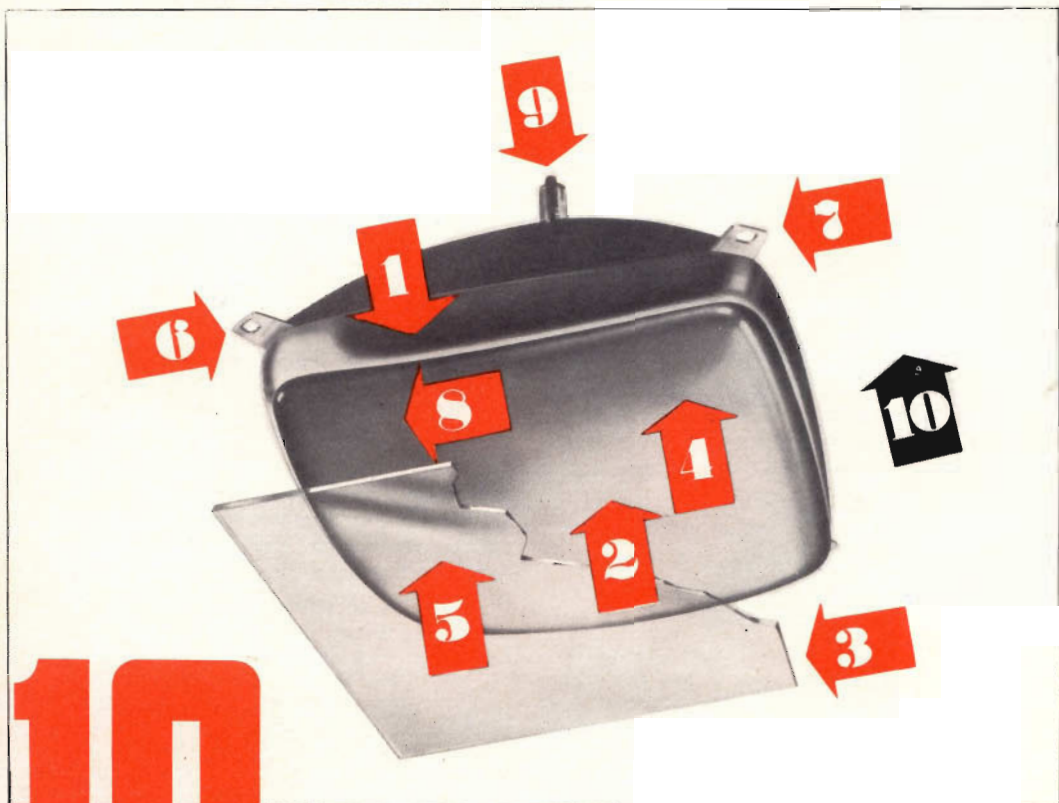
La formula di Stockes e di Kirchoff, vera per quanto riguarda i gas, si rivela sperimentalmente assai incostante ed inesatta nei confronti — ad esempio — dei liquidi, per cui non può essere presa in considerazione se non rispetto ai mezzi omogenei.

È stato affermato che il corpo umano è un « oceano nel quale nuotano delle cellule », e questa espressione tipica può avere a volte degli elementi di verità. Per questo motivo, si pensa di considerare l'assorbimento dei suoni nell'acqua. L'esperienza dimostra che il suo valore è all'incirca tre volte maggiore di quello che è possibile calcolare mediante la formula.

Nei tessuti biologici eterogenei, l'assorbimento è ancora più considerevole: ciò — probabilmente — è il motivo per il quale alcuni hanno parlato di una variazione proporzionale al **cubo** della frequenza (anziché al quadrato).

In realtà, nei mezzi eterogenei tanto quanto lo sono i tessuti umani che vengono attraversati agli effetti dell'auscultazione, sembra impossibile predeterminare in modo preciso, sia matematico che sperimentale, la quantità dell'attenuazione. La perdita di energia acustica non è dovuta soltanto ai diversi fattori previsti nella formula dell'assorbimento (densità, viscosità, cubo della velocità di propagazione), che la caratteristica di eterogeneità impedisce di calcolare, ma anche a diversi effetti secondari: tra di essi, citeremo la **divergenza** e la diffusione, in rapporto alla presenza di variazioni delle caratteristiche del mezzo, delle superfici riflettenti, e dei fenomeni di **interferenza.**

Oltre a ciò, la variazione di spessore e del tipo di tessuto da un individuo all'altro impedisce di considerare una generalizzazione di un tipo di misura.

Ciò — tuttavia — non impedisce che si possano cercare gli ordini di grandezza di questa attenuazione, che si dimostrano assai più rilevanti che non nell'acqua.

10 SONO I VANTAGGI OFFERTI DAI

CINESCOPI PHILIPS
A 47-11 W e A 59-11 W

1 Protezione integrale **2** Visione diretta dell'immagine **3** Soppressione del cristallo di protezione **4** Migliore qualità dell'immagine **5** Facilità di rimozione della polvere dallo schermo **6** Montaggio rapido e semplificato **7** Riduzione della profondità del mobile del Televisore **8** Riduzione del costo di produzione dei televisori **9** Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale **10** **Maggiore libertà nella progettazione dei mobili**

PHILIPS SPA - REPARTO ELETTRONICA

L'attenuazione relativa

Un punto di vista che ci sembra essere stato lasciato da parte fino ad ora è l'esiguità del valore di questo assorbimento nel caso al quale ci riferiamo, vale a dire:

I - Tenendo conto dello spessore minimo attraversato agli effetti dell'auscultazione (si tratta di centimetri);

II - Tenendo conto del registro delle frequenze in gioco.

Sebbene non sia possibile effettuare un confronto, rammentiamo che nell'acqua, la « distanza metà », vale a dire quella distanza che determina un assorbimento tale da ridurre l'ampiezza di una vibrazione alla metà del suo valore, viene valutata per diecine e centinaia di migliaia di hertz (è proprio questo debolissimo assorbimento che ne permette l'impiego nei sondaggi sottomarini).

Tessuti semi-omogenei

Sui tessuti semi-omogenei, sono state compiute delle prove di laboratorio. Ci riferiamo ai tessuti muscolari, adiposi e misti, prestabilendone lo spessore a 5 cm, ed impiegando frequenze pure.

Le prove eseguite hanno dimostrato che — per ottenere un assorbimento pari alla metà in tali condizioni — era necessario arrivare a frequenze ultrasoniche prossime ad 1 MHz.

Partendo da queste misure, che sono state eseguite con sufficiente precisione, per estrapolare alle frequenze acustiche, pur applicando la formula della variazione di assorbimento col quadrato della frequenza (ossia molto al di sotto della realtà), ci si accorge che per le frequenze limite che ci interessano — ad esempio di 50 e di 5.000 Hz — l'attenuazione relativa assume un valore estremamente ridotto. In pratica, il rapporto tra le ampiezze trasmesse per queste frequenze non differisce — in percentuale — che di qualche unità soltanto.

È possibile eseguire degli esperimenti assai approssimativi di trasmissione di frequenze pure, semplicemente tenendo un diapason eccitato tra il pollice e l'indice, ed auscultando in prossimità attraverso uno stetoscopio. Occorre spingersi fino al polso o al bordo opposto della mano, per poter percepire il suono a livello di soglia. Tale livello non viene influenzato in maniera sensibile dalla frequenza.

Nel frattempo, la trasmissione di frequenze pure uniche non dà luogo alle medesime modifiche prodotte dalla trasmissione di rumori, in quanto questi ultimi sono costituiti dalla somma di una moltitudine di suoni elementari contemporanei, e di elementi di breve durata.

Sovente, questi rumori non corrispondono a movimenti periodici e sistematici, il che non impedisce affatto — di conseguenza — che una sovrapposizione di rumori elementari possa dare luogo a rumori differenti, e che una sovrapposizione di armoniche possa fornire una impressione di suono definito.

Notiamo del pari che l'integrazione di rumori non udibili può portare ad un rumore udibile, sia per addizione, ossia per combinazione di frequenze, sia in seguito alla somma di valori di intensità. Come si può constatare, la ricerca di un'analisi fisica non semplifica affatto il problema, e — d'altra parte — si tratta di fenomeni acustici ben noti a chiunque abbia interesse a questo ramo, ed un certo spirito di osservazione.

PROVE REALI

Alcune prove pratiche eseguite hanno portato alla determinazione del fatto che esiste una certa proporzionalità diretta tra l'assorbimento e la frequenza, piuttosto che col quadrato di quest'ultima: ciò trova una spiegazione nel motivo che — per le regioni considerate — ci si trova in una parte quasi rettilinea della curva esponenziale.

Il dottor Laurens ha avuto l'occasione — durante i suoi esperimenti — di confrontare i risultati di un'auscultazione esterna di soffi, e — contemporaneamente — di una esplorazione intracardiaca.

Indipendentemente dalle registrazioni selettive effettuate (alle quali abbiamo accennato precedentemente), egli attribuisce a ragion veduta molta importanza alle sensazioni fornite dall'orecchio in ragione della straordinaria sensibilità con la quale esso è in grado di determinare le tonalità che ne eccitano la parte sensibile (come nel caso dei direttori d'orchestra). Analogamente ad altri Scienziati che hanno eseguito le medesime prove, Egli ammette le notevoli difficoltà che si verificano nell'apprezzare l'assorbimento, in quanto numerosi fattori impediscono la riproducibilità delle prove. Egli valuta tuttavia che non esistono delle differenze nettamente definite nella trasmissione di diverse frequenze, e che le frequenze elevate si mantengono — in genere — abbastanza bene.

Il dottor Laurens ha riscontrato che, all'esterno, non si riesce a percepire un soffio di timbro acuto, ma la medesima cosa è accaduta nei confronti di suoni molto gravi, per cui non è possibile dedurre da questi casi particolari alcuna conclusione per quanto riguarda l'assorbimento sistematico di determinate frequenze.

Da tutto ciò possiamo quindi concludere che le frequenze più elevate (dell'ordine di qualche migliaio di hertz) vengono attenutate poco, e che è quindi necessario tenenrle in considerazione, e farle riprodurre dallo stetoscopio.

L'AUSCULTAZIONE CLASSICA

È stato detto che l'orecchio « palpa ed ascolta » nel medesimo tempo. Ciò significa — in pratica — che il contatto diretto può fornire delle sensazioni diverse da quelle esclusivamente acustiche fornite da uno stetoscopio; questo è il motivo per il quale il **rumore di galoppo** viene percepito meno distintamente con uno stetoscopio, mentre accadrebbe il contrario nei confronti di certi tipi di soffio.

L'auscultazione diretta permette di eliminare qualsiasi modifica o alterazione strumentale dei rumori, ma determina anche una perdita di sensibilità, nei casi in cui i rumori più interessanti rappresentano il complesso minoritario.

Difetti degli stetoscopi

Gli stetoscopi bi-auricolari permettono una certa attenuazione dei rumori esterni, e possono aumentare la sensibilità dell'orecchio; di conseguenza, è probabile che forniscano una migliore auscultazione. Per contro, essi possono introdurre delle cause di errori inerenti allo stesso apparecchio, il cui responso è funzione delle caratteristiche fisiche dei diversi elementi che lo costituiscono, vale a dire della membrana, del padiglione, dei tubi, ecc.

Il volume dell'aria racchiusa nello strumento può esercitare un'azione di smorzamento: d'altra parte, questo volume è dell'ordine di grandezza di quello della cavità dell'orecchio (vale a dire di circa 6 centimetri cubi); occorre inoltre notare che esistono numerosi tipi di stetoscopi muniti di più di una cavità, che sembrano facilitare la percezione dei soffi.

I tubi di trasmissione possono essere causa di alterazioni se il diametro interno è ridotto, se l'elasticità delle pareti è eccessiva, oppure a causa delle divisioni mediante raccordi ad « Y », delle curve, del sistema di collegamento alla cavità (che può essere doppio o semplice), e — in questo caso — centrale, ossia monolaterale).

La forma della cavità del padiglione (profonda, appiattita, modificabile, assimmetrica, emisferica, ecc.) ha anch'essa la sua importanza; sembra che i padiglioni di forma conica o esponenziale siano preferibili, sia da un punto di vista teorico, che in pratica. Per questo motivo, tale era la foggia dei primi stetoscopi in legno.

È logico supporre che le realizzazioni così diverse tra loro non possono dare tutte dei risultati ottimi; la pratica permette perciò di riscontrare delle sostanziali differenze nell'ascolto di certi soffi cardiaci, a seconda del tipo di stetoscopio impiegato; inoltre, con determinati tipi, si riscontra che alcuni suoni risultano

addirittura inudibili. È stato infine dimostrato che è sufficiente ascoltare attraverso un apparecchio commerciale a transistori, per valutare le deformazioni della musica provocata da certi tipi di stetoscopi.

Non è qui il caso di discutere la qualità dei diversi stetoscopi attualmente disponibili in commercio, ma vogliamo soltanto far notare che ciò che un medico è abituato ad udire può essere diverso da ciò che ode uno dei suoi colleghi, non solo a causa di una diversa sensibilità acustica — in particolare nei confronti delle note acute a causa dell'età — ma anche a causa dell'impiego di un altro tipo di stetoscopio. Di conseguenza, due medici possono udire — con un medesimo paziente — suoni totalmente differenti tra loro.

Alterazioni provocate dagli stetoscopi

Uno stetoscopio può essere causa di:

— una diminuzione di ampiezza dei suoni transitori rapidi e di notevole ampiezza;

— una integrazione dei suoni transitori brevi ed in rapida successione, di livello ridotto, all'interno di un complesso di suoni maggiormente prolungato, e che fornisce la sensazione di percepire frequenze più basse di quanto non lo siano in pratica. Questa integrazione tende — in effetti — a ridurre o a sopprimere la percezione istantanea di certe frequenze elevate, ed a sostituire — ad esempio — una serie di suoni successivi, con la sensazione di un suono unico.

Ciò che segue è un esperimento assai semplice, ed in grado di mettere in evidenza questo effetto di integrazione: si effettua una auscultazione con un'apparecchiatura elettronica che lasci passare le frequenze elevate. È facile constatare che l'ascolto fornisce sensazioni diverse rispetto a quelle ottenute con l'ascolto diretto. Successivamente, è sufficiente collegare un condensatore ai capi del trasduttore, per integrare le variazioni rapide, e per riconoscere esattamente le sensazioni acustiche ottenute con lo stetoscopio.

Sarà perciò necessario evitare di considerare come difetti di riproduzione una qualità superiore a quella alla quale si è abituati: la migliore qualità di riproduzione deve perciò rappresentare una delle caratteristiche più salienti dello stetoscopio elettronico.

SELEZIONE DELLE FREQUENZE

Sotto questo aspetto, si presentano due teorie opposte:

— la prima sostiene che qualsiasi alterazione dei suoni, rispetto a quelli che un medico è abituato a percepire, è dannosa;

— la seconda sostiene invece che la auscultazione può trarre notevoli vantaggi — rispetto al sistema classico — grazie alle alterazioni dei suoni prodotte dall'apparecchiatura.

In pratica, occorre abbinare questi due punti di vista, impiegando un apparecchio che consenta il passaggio di frequenze di valore massimo, e munito di dispositivi di regolazione che permettano di ottenere artificialmente le condizioni dell'auscultazione classica (per ritrovarle), oppure di staccarsi da queste per accentuare certi tipi di soffi.

Il fatto di esaltare determinate frequenze è uno dei punti tipici dei vantaggi che l'elettronica può comportare nei confronti dell'auscultazione, superando le possibilità dirette dell'orecchio umano, grazie all'aumento di sensibilità dovuto all'amplificazione.

Per questo motivo, gli Autori che si sono occupati del problema sono tutti d'accordo: altrettanto dicasi nei confronti di Lian e di Minot, fin dal 1940, e noi non potremmo esprimere ciò meglio del professor Strohl, che — a quell'epoca — scriveva: « un rumore patologico può essere mascherato da altri suoni estranei, se non si riesce a diminuire l'intensità di questi ultimi. Di qui la necessità di usare un amplificatore selettivo, la cui curva permetterà di mettere in maggiore evidenza determinate frequenze caratteristiche dal punto di vista diagnostico ».

Attualmente, la fonocardiografia logaritmica è del tutto ammessa, e la tendenza degli sperimentatori, dei cardiologi, e dei costruttori di apparecchi è rivolta verso la fonocardiografia selettiva o calibrata, con registrazione su più tracce contemporanee delle diverse gamme di frequenza. Questi — tuttavia — sono argomenti che esulano dal nostro compito, e che altri Autori più competenti hanno ampiamente trattato su riviste specializzate.

Infra-suoni

Con un apparecchio che consenta la riproduzione delle frequenze molto basse, queste ultime potrebbero essere probabilmente utilizzate con un sistema tattile: percependo i movimenti dell'altoparlante, si ottiene una straordinaria amplificazione di ciò che si potrebbe apprezzare mediante la palpazione, con l'aggiunta della possibilità di una localizzazione assai esatta, grazie alla minima superficie di contatto del microfono: ci riferiamo alle scosse della punta, al rumore di galoppo, alle vibrazioni valvolari, alla fibrillazione, ecc. Questa tecnica potrebbe rivalorizzare la palpazione, attualmente un po' discreditata, a causa della sua mancanza di precisione.

Limitazione delle frequenze basse

In posizione « auscultazione », con la soppressione delle frequenze inferiori a circa 25 Hz, occorrerebbe poter percepire tutte le caratteristiche classiche dell'auscultazione apprese professionalmente.

Accade ora che una selezione di frequenze presenta due tendenze che tendono a modificare l'auscultazione: una di esse consiste nella modifica del timbro dei rumori, derivante dalla possibile alterazione di alcune armoniche, e l'altra consiste in una certa decomposizione in elementi distinti di rumore che — precedentemente — sembravano un suono unico.

Ad esempio, alcuni suoni a frequenza bassa possono riunirsi in modo da costituire impulsi di rumore discontinui, aventi una frequenza più elevata.

FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI STAGNO AD UNA E A TRE ANIME DI RESINA PER RADIO - TV ELETTROTECNICA - FILI PIENI IN TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PASTE AUTOSALDANTI - FLUSSI DEOSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI - CROGIUOLI PER FILI E PER CIRCUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66

L'apparecchio può essere studiato in modo tale da mantenere le sensazioni dovute alla normale auscultazione, pur diminuendo leggermente le frequenze più gravi (rispetto ad un livello fisso, stabilito in caso di una regolazione progressiva), e ciò in quanto i suoni gravi tendono — per la loro stessa intensità — a coprire gli altri rumori, con maggiore evidenza in un altoparlante che non in un comune stetoscopio.

Di conseguenza, due argomenti di carattere teorico tendono a far considerare un vantaggio la presenza di suoni acuti di debole intensità: è nota la curva della soglia minima di sensibilità acustica, la quale scende — in modo pressoché lineare — a partire dalle frequenze più basse, fino a raggiungere una zona a livello minimo, in prossimità della frequenza di 1.000 Hz.

La legge di Feichner afferma che la sensibilità acustica varia conformemente al logaritmo dell'eccitazione.

Per contro, l'intensità uditiva è in rapporto con l'ampiezza del movimento dell'aria; in altre parole, un altoparlante — spece se di notevole diametro — arriva a subire, durante l'auscultazione, degli spostamenti pari a diversi millimetri per le frequenze basse, contrapposti a spostamenti infinitesimali per frequenze elevate.

La trasmissione dei rumori attraverso i tessuti è sfavorevole nei confronti delle frequenze elevate.

Mediante una regolazione, effettuata in un secondo tempo, e dopo aver individuato una certa anomalia, è indiscutibilmente utile ed interessante disporre della possibilità di rettificare fortemente la curva di responso precedente, a seconda delle esigenze, eliminando abbastanza severamente le frequenze basse, in quanto alcuni tipi di soffio cardiaco, parzialmente dominati dal rumore sistolico, possono essere messi in risalto con tale provvedimento.

Un altro punto di vista può essere preso in considerazione da un certo numero di medici e di cardiologi, e non deve essere trascurato; ci riferiamo alla modifica della sensibilità acustica, che frequentemente si verifica con l'avanzare della età.

Sotto questo aspetto, l'amplificazione permette di compensare una certa perdita globale, pur avendosi soprattutto una perdita di sensibilità nei confronti delle note acute.

In effetti, la sensibilità alle diverse frequenze è dovuta alle fibre che costituiscono il ventaglio cocleare. Ora, mentre le fibre prossime alla finestra rotonda non sono sensibili che alle frequenze basse, quelle che si trovano in prossimità dell'elicotrema, sensibili soltanto alle note acute, vengono solitamente toccate per prime. Di conseguenza, una diminuzione relativa ed artificiale della sensibilità nei confronti delle note gravi tende a compensare questo deficit.

Ciò premesso, possiamo prendere in esame le caratteristiche tecniche vere e proprie del nostro stetoscopio, il che sarà oggetto della seconda parte di questo articolo, che verrà pubblicato sul prossimo numero.

I DIODI RADDRIZZATORI

La parte introduttiva di questo articolo dà, a grandi linee, un quadro storico dello sviluppo dei raddrizzatori a semiconduttore. Segue una breve illustrazione del principio di funzionamento dei diodi al silicio, dei processi tecnologici usati per la loro fabbricazione ed infine uno studio sulle loro curve caratteristiche.
Alla stesura di questo articolo, apparso sul Bollettino Tecnico d'informazione Philips, hanno contribuito, in particolare, J. F. Van Dam e L. A. L. Esseling del Laboratorio di Sviluppo dei Semiconduttori Philips di Nimega, e A. M. H. Schellekens e A. P. Tanis del Laboratorio Centrale di Applicazioni della Philips di Eindhoven.

Cenni storici

La scoperta e la produzione di elementi raddrizzatori a semiconduttori risale al 1920.

I primi raddrizzatori secchi a « disco » (strato - barriera) prodotti industrialmente sono stati quelli ad ossido di rame i quali però non hanno avuto un impiego molto esteso non tanto perchè sono troppo ingombranti quanto per le restrizioni imposte dalla loro massima densità di corrente ammissibile la quale, per la verità, era di valore relativamente basso. L'elemento raddrizzatore, è vero, può assumere dimensioni molto ridotte ma è altrettanto vero che esso deve, in ogni caso, essere munito di alette di raffreddamento molto estese che lo rendono perciò ingombrante. Un altro svantaggio dei raddrizzatori ad ossido di rame è il loro coefficiente di temperatura che, nel senso della conduzione, risulta positivo, per cui la caduta di tensione ai capi del diodo tende ad aumentare con la temperatura; alla temperatura di 65°C si ha instabilità termica accompagnata dalla successiva distruzione del raddrizzatore.

Si deve inoltre aggiungere che la tensione inversa ammissibile è piuttosto bassa (circa 6 V per elemento). Il raddrizzatore al selenio, studiato e sviluppato molti anni prima della comparsa del raddrizzatore ad ossido di rame, non potè essere prodotto su scala industriale se non molti anni dopo. Questo tipo di raddrizzatore può sopportare una tensione inversa molto più elevata (circa 40 V per elemento). Nei raddrizzatori al selenio la resistenza diretta tende col tempo ad aumentare di valore, e ciò rappresenta un inconveniente notevole.

Oltre a ciò, la densità della corrente diretta è piuttosto bassa per cui, per avere forti intensità di corrente, bisognerebbe dare al raddrizzatore dimensioni inaccettabili in pratica. Un altro inconveniente del raddrizzatore al selenio è infine la caduta interna di tensione che nel senso della conduzione risulta abbastanza elevata.

Le intense ricerche di questi ultimi anni hanno portato alla scoperta di nuovi tipi di raddrizzatori capaci di fornire elevate correnti dirette e di sopportare elevate tensioni inverse.

Questi nuovi raddrizzatori hanno inoltre il vantaggio di avere dimensioni ridotte e un funzionamento molto sicuro nel tempo.

Di introduzione abbastanza recente sono i diodi a cristallo, attualmente disponibili in una grande varietà di tipi che differiscono fra loro sia per il materiale di cui è fatta la giunzione sia per il differente processo di fabbricazione adottato.

Attualmente, per la costruzione di questi diodi vengono impiegati il **germanio e il silicio.** Questi due elementi, insieme al carbonio, allo stagno e al piombo, appartengono al quarto gruppo del sistema periodico di Mendelejeff. Il germanio e il silicio si comportano come semiconduttori; ciò è provato dal fatto che, allo stato di estrema purezza e a temperatura ambiente, questi metalli presentano una resistività molto elevata. Il germanio, in queste condizioni, possiede infatti una resistività di circa 5 x 10^1 Ω.cm e il silicio 3 x 10^5 Ω.cm.

In pratica, però, aggiungendo a questi materiali quantità straordinariamente ridotte di altri elementi (doping), il valore della resistività viene abbassato considerevolmente.

In base al materiale impiegato (germanio o silicio) e al processo di fabbricazione scelto (lega o diffusione), si ha la possibilità di produrre una grande varietà di diodi che possono differire tra di loro sia per il differente valore della tensione inversa ammissibile che per la corrente e la resistenza diretta. Attualmente, è disponibile in commercio una grande varietà di diodi le cui caratteristiche elettriche e meccaniche sono in grado di soddisfare le esigenze dei più svariati impieghi.

Per ciò che riguarda i diodi al germanio si deve tener presente questa restrizione: in condizioni di funzionamento, la temperatura interna non deve superare i 75...100°C. Pertanto, alle temperature molto elevate (70...80°C) in cui possono venire a trovarsi i ricevitori per televisione, l'aumento di temperatura ammissibile (dovuto a dissipazioni di varia natura) si riduce ad un valore molto basso o addirittura nullo.

I diodi al silicio, nonostante abbiano in senso diretto perdite per dissipazione (dovute alla loro più elevata tensione di soglia) maggiori di quelle dei diodi al germanio, possono raggiungere, durante il loro funzionamento, temperature molto più elevate e funzionare egregiamente in queste condizioni. Un'altra proprietà dei diodi al silicio è quella che riguarda la massima tensione inversa ammissibile la quale risulta di gran lunga superiore a quella dei diodi al germanio; anche la corrente inversa ha un valore molto più basso.

Tutte queste qualità rendono i diodi al silicio molto adatti per l'impiego nelle unità di alimentazione dei ricevitori per televisione nelle quali, solitamente, si hanno tensioni e correnti dirette di circa 250 V e

Purificazione del silicio. La barra è disposta verticalmente entro un tubo di vetro in cui circola del gas inerte. Data l'elevata temperatura di fusione del silicio e la tendenza di questo a legarsi, quando è fuso, con i corpi con cui viene a contatto, non può usarsi il crogiuolo di grafite. Si è quindi approntato un procedimento con il quale, mediante riscaldamento a radio frequenza, si ottiene la fusione di una sezione del lingotto di silicio; tale sezione, per effetto delle tensioni superficiali non cola ma può spostarsi verticalmente seguendo il centro d'induzione delle correnti di radiofrequenza.

400 mA rispettivamente. La densità di corrente ammissibile di questi diodi è superiore a quella dei raddrizzatori al selenio, e così pure il picco di tensione inversa ammissibile; ciò spiega le loro dimensioni di ingombro molto ridotte. Anche per ciò che riguarda le perdite per dissipazione, i diodi al silicio possono stare egregiamente al confronto con i raddrizzatori al selenio.

Fino a poco tempo fa, i diodi al silicio venivano prodotti normalmente con un « processo di lega ». I diodi fabbricati con questo processo hanno dato buoni risultati in molte applicazioni.

A questi però sono, senz'altro, da preferire i diodi al silicio prodotti con il « processo di diffusione », (BY 100) i quali, nelle severe condizioni di funzionamento che molte volte si incontrano nei ricevitori per televisione, danno prestazioni migliori. Per esempio, in un televisore ben progettato, questi diodi possono sopportare, senza alcun danno, i transitori originati da scariche all'interno del cinescopio e ritrasmessi all'unità di alimentazione.

Principio di funzionamento dei diodi al silicio

Un diodo al silicio è costituito essenzialmente da un monocristallo di germanio avente una regione formata da materiale di tipo **p** e una regione formata da materiale di tipo **n**; le due regioni sono separate fra di loro dalla cosidetta giunzione **p-n** (barriera o regione vuota di cariche) (fig. 1). La regione di tipo **p**, ottenuta introducendo nel silicio quantità estremamente ridotte di un elemento trivalente (accettore), come l'alluminio o il boro, ha la caratteristica di avere un eccesso di portatori di carica positivi (cavità). La regione di tipo **n** invece, ottenuta introducendo nel silicio piccole quantità di un elemento pentavalente (donatore) come il fosforo o l'indio, ha la caratteristica di possedere un eccesso di portatori di carica negativi (elettroni). Con l'espressione « portatori maggioritari » si vogliono indicare quei portatori di carica » che, in una data regione (di tipo **p** o di tipo **n**), rappresentano più della metà del numero complessivo di portatori presenti nella regione stessa. Analogamente, i portatori di carica che, in una determinata regione (di tipo **p** o di tipo **n**), rappresentano meno della metà del numero complessivo dei portatori presenti in quella regione, vengono chiamati « portatori minoritari ».

Se al diodo, indicato schematicamente in fig. 1, non viene applicata nessuna tensione dall'esterno, la naturale tendenza dei portatori maggioritari di ciascuna regione a diffondersi fa sì che un certo numero di cavità abbandoni la regione di tipo **p**, attraversi lo strato di barriera e si trasferisca nella regione di tipo **n**; per lo stesso motivo, un certo numero di elettroni lascerà la regione **n**, attraverserà lo strato di sbarramento e si porterà nella regione **p**. Questo processo di diffusione di cariche di segno opposto produce una differenza di potenziale tra le due regioni (potenziale di diffusione). Venutosi a formare questo duplice potenziale di diffusione nei pressi della giunzione, solo pochi portatori maggioritari riusciranno ad attraversare la giunzione stessa. La polarità del potenziale di diffusione è tale però che i portatori minoritari possono ancora attraversare la giunzione. La concentrazione dei portatori minoritari è, comunque, così bassa e la loro diffusione attravèrso la giunzione procede così lentamente che la corrente derivante risulterà, in ogni caso, di piccola entità. Il potenziale di diffusione si autoregola in modo da compensare esattamente le correnti provocate dai portatori maggioritari e minoritari che attraversano la giunzione;

Fig. 1 - Schema di principio di un diodo al silicio formato da una regione p, da una regione n e da una giunzione p-n.

ciò, ovviamente, finchè non verrà applicata, dall'esterno, una tensione. Infatti, se si rende la regione **p** positiva rispetto alla regione **n** il potenziale di diffusione alla giunzione tenderà a diminuire e, conseguentemente, potrà passare attraverso la giunzione un gran numero di portatori maggioritari; si avrà cioè un considerevole flusso di corrente attraverso la giunzione stessa. In questa condizione si dice che il diodo è « polarizzato in senso diretto ».

Se invece si rende la regione **p** negativa rispetto alla regione **n**, l'energia necessaria ai portatori maggioritari per attraversare la barriera di potenziale diventa così grande che essi, non possedendola, non riescono più ad attraversare la giunzione stessa. In queste condizioni si dice che il diodo è « polarizzato in senso inverso ».

Il flusso dei portatori minoritari, responsabile della corrente inversa, non è, comunque, ostacolato dalla barriera di potenziale. Il flusso dei portatori minoritari è determinato interamente dalla loro concentrazione nelle regioni **n** e **p** e dalla loro velocità di diffusione da queste regioni verso lo strato di sbarramento; esso non dipende dal valore della tensione applicata dall'esterno. Ciò spiega perchè nella curva caratteristica di un diodo al silicio, la corrente inversa risulti (almeno per un buon tratto) indipendente dal valore della tensione inversa. Questo è anche il motivo per cui tale corrente viene anche chiamata « corrente di saturazione ». Quando la tensione diretta è molto bassa (pochi decimi di volt) i portatori di carica minoritari saranno in parte compensati dai portatori di carica maggioritari; la compensazione sarà completa quando il valore di questa tensione si approssimerà allo zero.

Metodi di fabbricazione dei diodi al silicio

Abbiamo già detto che nell'unità di alimentazione dei ricevitori per televisione vengono, di preferenza, impiegati diodi al silicio « diffusi ». Per illustrare ancor meglio la differenza essenziale esistente tra i diodi al silicio ottenuti con il processo di diffusione e i diodi al silicio ottenuti con il processo di lega daremo una sommaria descrizione del processo di fabbricazione degli uni e degli altri.

Diodi con giunzione ottenuta con il processo di « lega »

I diodi a giunzione « di lega » si ottengono facendo fondere sulla superficie di un monocristallo di silicio di tipo **n** una certa quantità di un elemento trivalente (accettore); una parte di silicio si scioglie insieme all'elemento fuso trivalente. Durante il periodo di raffreddamento succede che il silicio sciolto si ricristallizza principalmente nella zona di passaggio tra il silicio e l'elemento trivalente fuso. Una parte di materiale accettore rimane nello strato di silicio ricristallizzato per cui quest'ultimo risulterà fortemente « drogato ». La concentrazione dei donatori e degli accettori dipende dalla costante di segregazione.

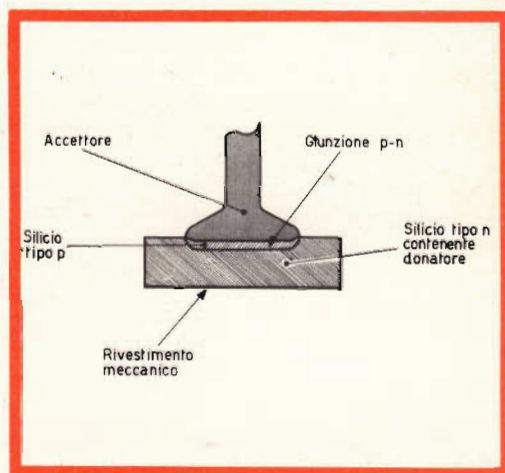



Fig. 2 - Schema semplificato di un diodo al silicio a lega.

In fig. 2 è indicato schematicamente un diodo al silicio con giunzione ottenuta mediante lega.

Per la fabbricazione dei diodi si parte da una barra di silicio puro monocristallino, che viene successivamente drogato in modo da risultare un materiale di tipo **n**. La barra di silicio di tipo **n** viene quindi tagliata in « fette » sottili, che successivamente vengono rettificate fino allo spessore desiderato.

Su queste « fette » di silicio viene applicato un rivestimento metallico molto aderente al materiale; esso serve per facilitare la saldatura dei collegamenti elettrici negli ultimi stadi di fabbricazione dei diodi.

Le « fette » vengono quindi tagliate in piastrine di forma quadrata. Prima o dopo la suddivisione delle « fette » in piastrine, viene eliminato mediante attacco chimico il rivestimento metallico da una sola faccia della « fetta ». Le piastrine vengono quindi poste sopra un supporto con la faccia priva del rivestimento metallico, rivoltata verso l'alto. In direzione perpendicolare a questa faccia viene appoggiato un filo di alluminio (accettore); il tutto viene quindi riscaldato fino alla temperatura di fusione dell'alluminio: l'alluminio fonde e una parte del silicio si scioglie in questa massa fusa. Questa operazione si effettua entro valori di temperatura e durata di tempo accuratamente controllati.

Durante il successivo periodo di raffreddamento il materiale fuso ricristallizza e si forma la giunzione **p-n.** Ricoperte con uno strato protettivo una parte del filo di alluminio e l'altra faccia della piastrina rivestita di metallo, si sottopone il tutto ad un attacco chimico e ad una successiva risciacquatura.

I diodi prodotti con questo procedimento hanno una corrente inversa di saturazione molto bassa e una tensione di rottura abbastanza elevata. Il limite della tensione di rottura dipende, innanzitutto, dalla resistività del silicio impiegato come materiale base.

Diodi con giunzione ottenuta per diffusione

I diodi a giunzione « per diffusione » si ottengono diffondendo su di una faccia di una piastrina di silicio monocristallino di tipo **p**, una certa quantità di materiale donatore e sull'altra faccia un'altrettanta quantità di materiale « accettore »; durante tutto il processo di lavorazione il monocristallo di tipo **p** rimane allo stato solido. Avviene che gli atomi del reticolo cristallino del silicio cedono il posto agli atomi del metallo donatore e accettore con il risultato di formare, tra le due regioni così ottenute, una giunzione **p-n.**

Su di una « fetta » sottile di silicio di tipo **p** con resistività elevata, si deposita, in una atmosfera ossidante ad elevata temperatura, dell'ossido di fosforo. Questo deposito insieme all'ossido di silicio venutosi a formare contemporaneamente, forma, tutt'intorno al silicio, un rivestimento vitreo dal quale il fosforo può diffondersi all'interno del silicio.

Successivamente vengono eliminati mediante molatura e solo su una faccia della « fetta », gli strati **n** e il rivestimento vitreo formati in precedenza. Dopo di che, si pone la « fetta » in un'atmosfera di vapori di tricloruro di boro ad elevata temperatura. La reazione chimica con il silicio fa sì che sulla faccia molata della « fetta » si depositi del boro mentre il resto della « fetta » rimane inattaccabile da questa reazione chimica grazie al rivestimento vitreo che fa da protezione.

A questo punto del processo la fetta di silicio viene a trovarsi ricoperta su una faccia, da un materiale donatore (fosforo) e sulla faccia opposta da un materiale accettore (boro), fig. 3a. Le « fette » vengono ora riscaldate, per un tempo considerevole, ad una temperatura accuratamente controllata; ciò consente di completare la diffusione sia del fosforo che del boro verso l'interno del cristallo stesso. Si vengono a formare in questo modo, una regione di tipo **n** e una regione di tipo **p** separate tra di loro dal primitivo strato di silicio ad elevata resistività.

Successivamente vengono eliminati il rivestimento vitreo rimanente e lo strato di boro depositato in precedenza; dopo di che, per facilitare la saldatura ai collegamenti, le « fette » vengono ricoperte con uno strato metallizzato (fig. 3b).

Queste « fette » vengono successivamente tagliate in piccole piastrine di forma quadrata al centro delle quali viene saldato un pezzo di filo. Ai bordi delle piastrine, per effetto del taglio, le giunzioni vengono a trovarsi a contatto con l'esterno. Nel trattamento chimico che segue si deve porre la massima attenzione affinchè tali bordi non vengano in nessun modo contaminati con sostanze estranee, in quanto ciò potrebbe avere influenze dannose sulla tensione di rottura del raddrizzatore.

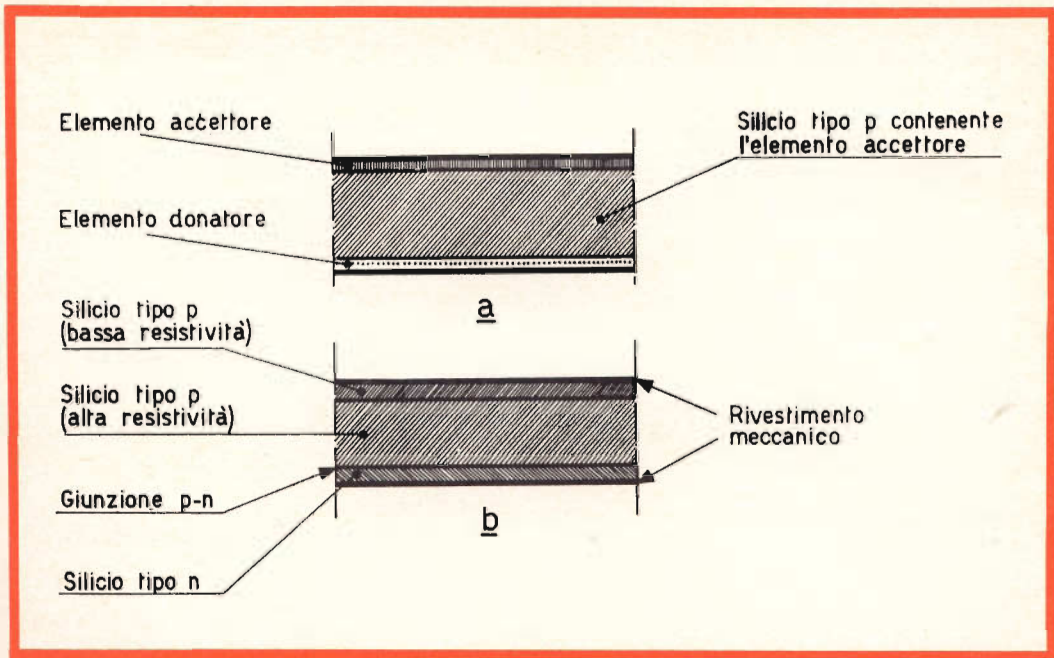



Fig. 3 - Rappresentazione schematica delle varie fasi del processo di fabbricazione dei diodi al silicio a diffusione. a) prima del processo di diffusione; b) dopo il processo. Successivamente ogni « fetta » viene suddivisa in piastrine.

Il fatto che il processo di fabbricazione dei diodi con giunzione ottenuta per diffusione sia abbastanza complicato e richieda, soltanto per il processo di diffusione, un tempo notevole (normalmente molte ore), non ha impedito che i diodi a diffusione sostituissero in molte applicazioni i diodi a lega. I vantaggi principali di questo processo di fabbricazione sono i seguenti.

a) Il lento procedere del meccanismo di diffusione offre la possibilità di poterlo controllare molto facilmente e di ottenere strati diffusi il cui spessore può essere regolato entro il valore di 1 μ.

b) Nel processo di diffusione, la penetrazione è, in generale, omogenea e non dipende dall'orientamento del reticolo del cristallo. Oltre a ciò, contrariamente a quanto si verifica nel processo a lega, viene eliminato del tutto il rischio che la superficie del cristallo sia insufficientemente « bagnata ».

c) Siccome gli strati dai quali i donatori e gli accettori si diffondono all'interno del cristallo possono essere mantenuti molto sottili, non si avranno quelle tensioni meccaniche che tanto sovente si verificano sulle superfici delle piastrine dei diodi prodotti con processo di lega. Ciò ha un benefico effetto sia sulle caratteristiche elettriche del diodo che sulla sua stabilità di funzionamento nel tempo.

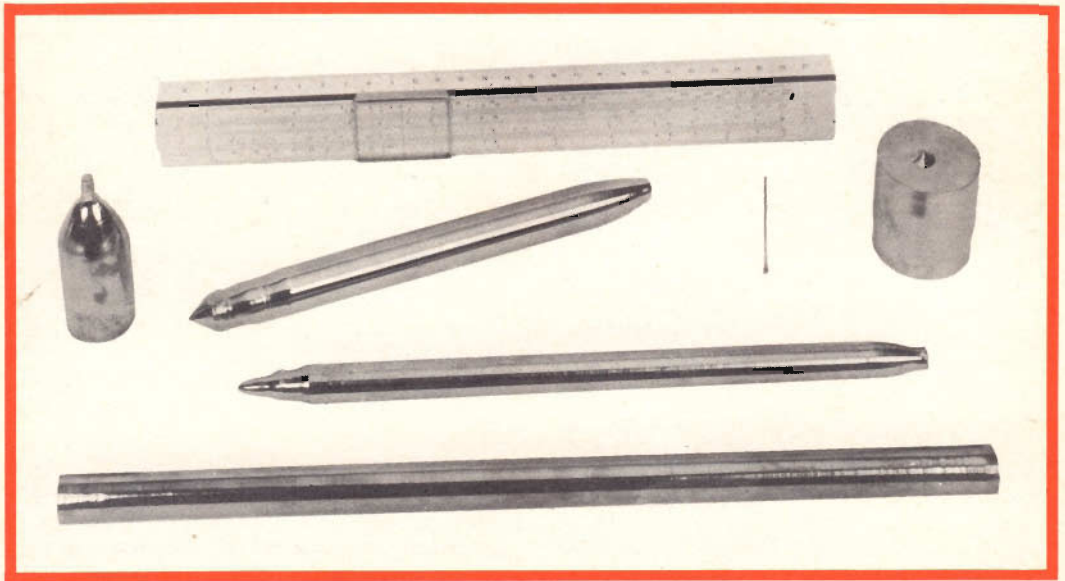
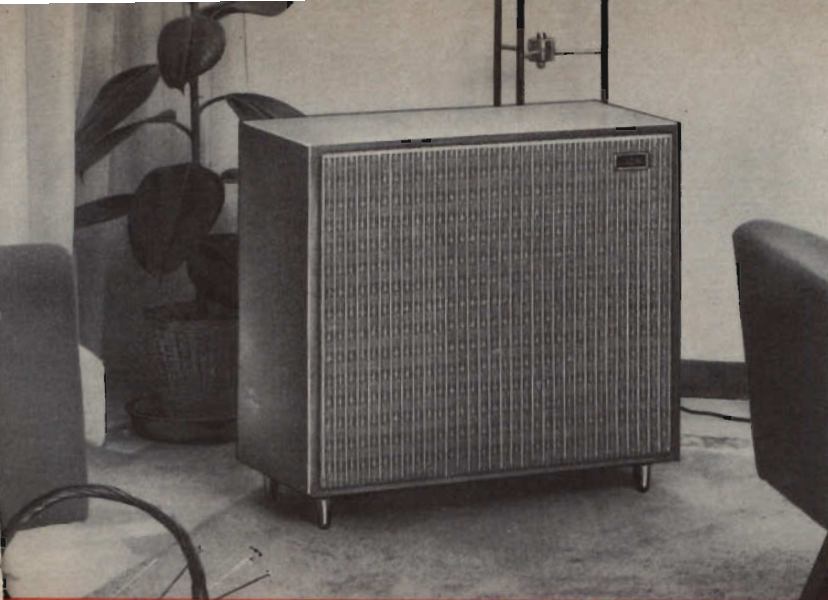
d) Diffondendo lo strato di tipo **n** profondamente all'interno del cristallo, nei pressi della giunzione **p-n** si formerà uno strato di materiale intrinseco o pressochè intrinseco anche se il cristallo primitivo non avesse avuto una resistività troppo elevata.

Concludendo, possiamo dire che il processo di diffusione consente di ottenere diodi al silicio con grande uniformità di caratteristiche, più elevata sicurezza di funzionamento ed una tensione di rottura superiore a quella propria delle giunzioni a lega.

Montaggio dei diodi

I diodi, subìto un collaudo elettrico preliminare, vengono protetti con uno speciale rivestimento. Quest'ultimo deve ovviamente possedere una resistenza e una costante dielettrica considerevoli in modo da poter sopportare temperature relativamente elevate.

La necessità di usare per i cristalli queste meticolose precauzioni nasce dal fatto che il cristallo stesso, quando viene polarizzato in senso inverso, viene ad essere una resistenza dell'ordine di grandezza di $10^9\ \Omega$. Ora, una resistenza di così elevato valore può essere abbassata dalla presenza anche dei più minuscoli corpi estranei, oppure può diventare instabile a motivo delle correnti di dispersione che possono originarsi sulla superficie del cristallo. Tali correnti possono essere prodotte, tra l'altro, anche dai vapori che, occlusi nel metallo del contenitore, vengono in un secondo tempo liberati e assorbiti dal cristallo; per questo motivo, tanto il fondo quanto il coperchio del contenitore vengono sottoposti a svariati processi di pulitura. Infatti se, per un'insufficiente pulitura del contenitore, accadesse che del gas o dell'umidità penetrassero attraverso il rivestimento di protezione all' interno del cristallo, oppure che i collegamenti elettrici non fossero effettuati con la più scrupolosa cura, si verificherebbe, nel tempo, un aumento graduale della corrente di dispersione che, alla fine, provocherebbe scariche interne e rottura definitiva del diodo. Il coperchio del contenitore è formato da una perlina di vetro nella quale viene sigillato un piccolo tubetto metallico. Il filo di collegamento esterno viene fatto passare dentro questo tubicino e saldato; successivamente, per facilitare la saldatura, il filo esterno viene stagnato.

Il diodo viene saldato sul fondo del contenitore con il filo di collegamento inserito dentro il tubicino del coperchio. Chiuse ermeticamente le due estremità del contenitore, il tubicino viene appiattito a pressione in modo da assicurare un buon contatto. I diodi così completi vengono infine accuratamente collaudati.

Barre di germanio e silicio monocristallino (la barra più lunga è di silicio, tutte le altre sono di germanio).

A/491

Completo di altoparlanti e piedini

Potenza: 12 W

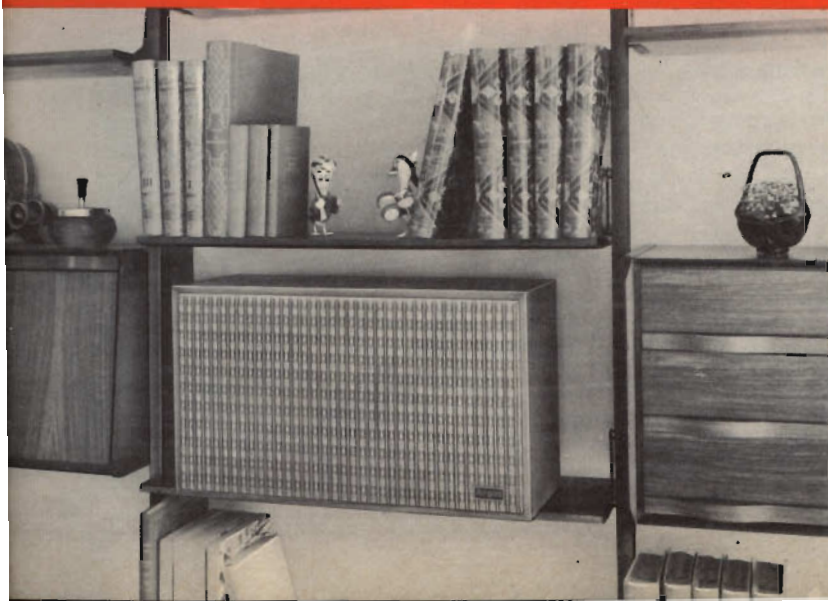
Campo di frequenza: 45 ÷ 16.000 Hz

Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer
N. 1 Tweeter

Impedenza: 8 ohm

Dimensioni d'ingombro: 570 x 488 x 260

Prezzo di listino: L. 48.000

BASS - REFLEX 'ARGOS'

A/491-1

Completo di altoparlanti

Potenza: 15 W

Campo di frequenza: 45 ÷ 17.000 Hz

Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer
N. 2 Tweeter

Impedenza: 8 ohm

Dimensioni d'ingombro: 633 x 260 x 360

Prezzo di listino: L. 44.000

I diodi al silicio sono meccanicamente molto robusti; ciò non toglie però che nel montaggio si debbano prendere delle precauzioni. I collegamenti, per esempio, possono essere ripiegati ma non dove questi fuoriescono dal diodo, e ciò per evitare che il contatto interno venga sottoposto ad una eccessiva tensione meccanica.

Anche la parte appiattita del tubicino, non deve essere in nessun modo piegata, in quanto anche con ciò si provocherebbe un peggioramento del contatto interno e quindi un aumento della resistenza di con-

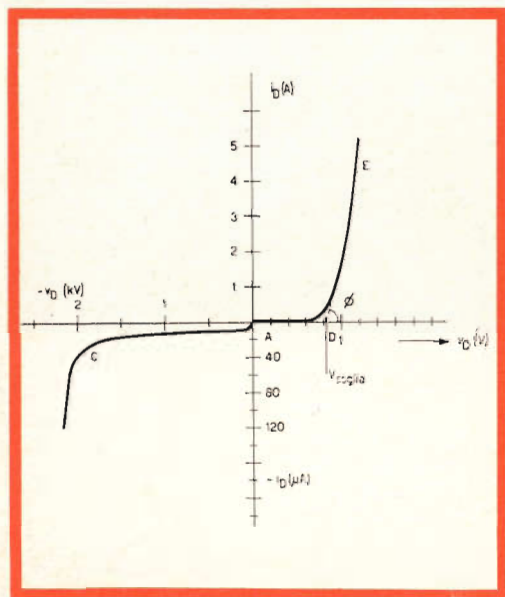



Fig. 4 - Curva caratteristica di un diodo al silicio; si notino le scale diverse sugli assi delle ascisse (tensione diretta e tensione inversa).

tatto la quale, a sua volta, produrrebbe un ulteriore aumento di temperatura; questo calore aggiuntivo potrebbe, in parte, trasferirsi al cristallo e produrre instabilità (instabilità termica).

Si deve inoltre fare in modo di non riscaldare eccessivamente il diodo al momento della saldatura nel circuito elettrico. Durante la saldatura è opportuno tenere i terminali del diodo con una pinza che, in questo caso, funziona anche da shunt termico.

PROPRIETA' CARATTERISTICHE DEI DIODI AL SILICIO

Corrente diretta e corrente inversa

In fig. 4 è rappresentata, nella forma più generale, la curva caratteristica di u diodo al silicio; in essa, la corrente diretta (i_D) che circola nel diodo è espressa in funzione della tensione (v_D) applicata ai capi del medesimo. L'andamento del tratto di caratteristica diretta AE e quello della caratteristica inversa AC saranno discussi più avanti.

La prima osservazione che si può fare sulla curva caratteristica diretta è la seguente: al di sotto di un certo valore della tensione diretta, la corrente che scorre nel diodo ha un valore molto basso. Ciò dipende dal fatto che i_D, inizialmente, cresce in maniera esponenziale rispetto a v_D. Oltre questo valore, la curva caratteristica assume un andamento pressochè lineare (tratto DE) e la corrente è limitata quasi esclusivamente dalla resistenza differenziale di questo tratto di curva ($R_i = d_{vD}/$ ziale di questo tratto di curva ($R_1 = d_{vD}/$ incontro della tangente a questa parte della curva con l'ascissa stessa) determina il valore della **tensione di soglia** che, nei diodi al silicio, ammonta a circa 0,8 V.

La resistenza differenziale dei diodi al silicio con giunzione ottenuta per diffusione, impiegati nei ricevitori per televisione, è dell'ordine di 0,1 Ω; quella dei diodi al silicio con giunzione ottenuta per lega è di poco più elevata. Questo valore della resistenza differenziale appare estremamente basso, specialmente se paragonato con quello dei diodi a vuoto o al selenio nei quali, come è noto, la resistenza differenziale ha un valore approssimato di 100 Ω per i primi, e di 10 Ω per i secondi. Quanto alla curva caratteristica inversa possiamo osservare che, in pratica, la corrente inversa aumenta solo di poco con la tensione; solo per valori elevati di tensione inversa (dell'ordine di 1500 V o più), la caratteristica s'incurva bruscamente. La tensione alla quale si verifica questa improvvisa incurvatura della caratteristica viene chiamata tensione di « turn-over ».

Questo particolare fenomeno è dovuto a due cause.

Innanzi tutto, i portatori di carica, sotto l'azione della elevata tensione inversa attraversano la giunzione con una velocità elevata producendovi per urto nuove cariche. Quando poi la tensione inversa diventa eccessivamente elevata, il numero di queste nuove cariche diventa tanto grande da costituire addirittura una « valanga » di portatori di cariche, che, nel circuito esterno, si traduce in un forte aumento di corrente (effetto valanga).

La seconda causa va ricercata nel fatto che la tensione applicata produce un campo elettrico molto intenso il quale, superato un certo valore critico, può liberare i portatori di carica per effetto del campo elettrico stesso, dando origine anche in questo caso ad un improvviso aumento di corrente (effetto Zener). Nei diodi di cui ci occupiamo in questo articolo si verifica solo il primo fenomeno.

L'andamento della caratteristica inversa può essere influenzato notevolmente dalla temperatura. Ciò dipende dal fatto che con la temperatura aumenta anche il numero dei portatori di cariche libere e quindi la corrente inversa. Il rapporto tra la corrente inversa I_{inv_1} e la corrente inversa I_{inv_2} alle rispettive temperature T_1 e T_2 è regolato dall'espressione:

$$I_{inv2}/I_{inv1} = \text{esp}\left\{c(T_2 - T_1)\right\} \qquad (1)$$

dove la costante c può assumere i valori compresi tra 4×10^{-2} e 6×10^{-2} per ogni grado centigrado di temperatura.

Stabilità termica

Si dice che il diodo ha raggiunto la stabilità termica quando il calore che si produce nel suo interno uguaglia quello portato all'esterno per radiazione, conduzione o convezione. In un diodo raddrizzatore, la stabilità termica è un fattore di prima importanza. Ovviamente, per soddisfare questa esigenza è necessario che la temperatura del diodo non superi determinati limiti. Questa necessità può essere spiegata così.

In precedenza, abbiamo già affermato che la corrente inversa aumenta con la temperatura. Supponiamo che in un circuito il diodo lavori nelle condizioni prescritte; dopo un certo tempo si perverrà ad una condizione di equilibrio termico, nella quale la temperatura alla giunzione avrà un certo valore. Se, a partire da questo istante, si produrrà un piccolo aumento di temperatura, la corrente inversa aumenterà. L'aumento di dissipazione provocato da questo aumento di corrente inversa porterà ad un ulteriore aumento di temperatura la quale, a sua volta, provocherà un successivo aumento della corrente inversa e così via... Questo effetto è cumulativo finchè non venga raggiunta una nuova condizione di equilibrio termico.

Se, però, la temperatura del diodo supera un determinato valore, può darsi che questo equilibrio termico non venga più raggiunto; in questo caso, la temperatura e la corrente inversa continueranno entrambe a crescere sino alla distruzione della giunzione del diodo.

Effetto dell'immagazzinamento delle cariche minoritarie

Quando un diodo al silicio, dopo essere stato polarizzato in senso diretto, viene improvvisamente polarizzato in senso inverso, la corrente inversa, inizialmente sale a valori molto elevati ma, dopo pochi microsecondi, assume nuovamente quel valore di corrente inversa che si ha nelle condizioni statiche. Questo improvviso, momentaneo aumento della corrente inversa è dovuto al gran numero dei portatori di cariche presenti nel diodo nel momento in cui esso è attraversato dalla corrente diretta. A questi portatori di cariche occorre un po' di tempo per scomparire, ricombinandosi, dopo che è stata invertita la tensione, per cui, la resistenza del diodo, in questo lasso di tempo, rimane straordinariamente bassa. Per questo motivo, durante questo breve intervallo di tempo, scorrerà attraverso il diodo una corrente elevata e con una tensione abbastanza elevata. Ciò svilupperà nello strato di barriera del diodo una considerevole quantità di calore.

La probabilità che si verifichino siffatte improvvise inversioni di tensione non è affatto immaginaria, in quanto non è cosa improbabile che la tensione di rete sia soggetta a fluttuazioni molto rapide (transitori) per una durata di pochi microsecon-

di. In ogni modo, se viene applicata al diodo una tensione sinusoidale con frequenza di 50 Hz, l'inversione non sarà mai improvvisa per cui il « surplus » di portatori di cariche « scomparirà » prima ancora che la tensione inversa abbia raggiunto un valore elevato; in queste condizioni, il picco di corrente inversa causato per immagazzinamento di portatori minoritari, risulterà insignificante. Anche se questi transitori rendessero l'anodo del diodo negativo durante il tempo in cui esso è polarizzato in senso diretto, il diodo BY 100, se impiegato con i valori prescritti, non verrà in alcun modo danneggiato.

PARAMETRI FONDAMENTALI

Condizioni di funzionamento in regime continuo

La corrente diretta media del diodo (I_{Dmedia}), la corrente diretta efficace (I_{Deff}), la corrente di picco (I_{DM}), la tensione inversa di picco ($-V_{DM}$) e la tensione continua raddrizzata all'uscita (V_u) ai capi del condensatore-serbatoio dipendono:

a) dal tipo di circuito in cui il diodo è usato;

b) dal valore di picco della tensione alternata d'ingresso (V_{iM});

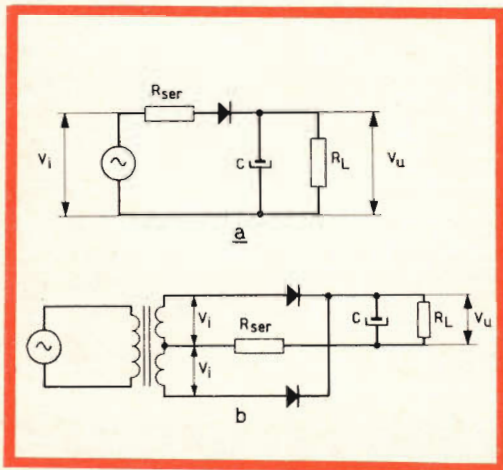



Fig. 5 - a) circuito raddrizzatore di una semionda b) circuito raddrizzatore di due semionde.

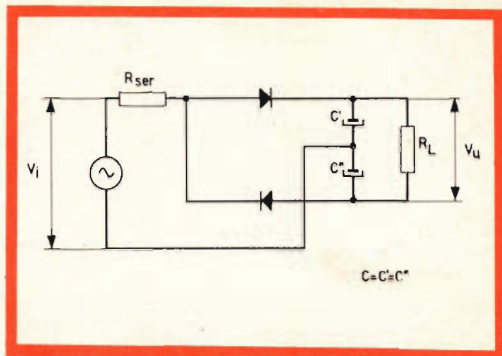



Fig. 6 - Circuito duplicatore di tensione.

c) dalla capacità C del condensatore-serbatoio;

d) dalla resistenza di carico R_L;

e) dalla resistenza in serie al circuito raddrizzatore.

I tre tipi di circuiti raddrizzatori che interessano i ricevitori TV sono:

a) il circuito raddrizzatore di una sola semionda (figura 5a);

b) il circuito raddrizzatore di due semionde (fig. 5b);

c) il circuito duplicatore di tensione (fig. 6).

La definizione dei parametri indicati ai capiversi b), c) d) non necessita di ulte-

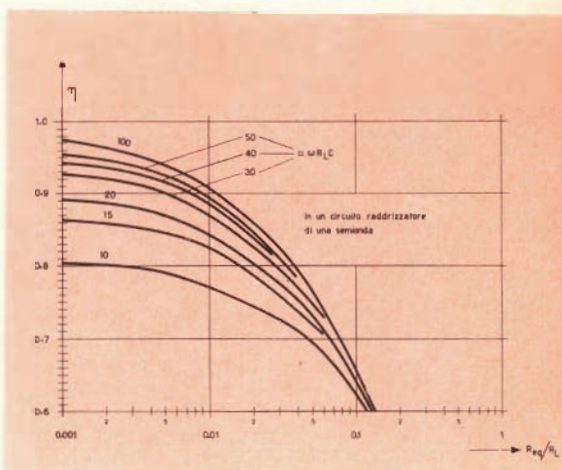



Fig. 7a - Rendimento η in funzione del rapporto R_{eq}/R_L per differenti valori di $\omega R_L C$, valevole per circuiti raddrizzatori di una semionda.

Fig. 7b - Rendimento η in funzione del rapporto R_{eq}/R_L per differenti valori di ω $R_L C$, valevole per circuiti raddrizzatori di due semionde.

riore commento; è necessario definire invece, in un modo più esatto, la resistenza in serie cui si è fatto riferimento al capoverso e). La resistenza in serie al circuito raddrizzatore risulta formata dalla resistenza R_{serie}, collegata in serie al diodo e dalla resistenza differenziale R_{dif} (R_i) propria del diodo stesso. Pertanto, la resistenza complessiva equivalente che risulta collegata in serie sarà uguale a:

$$R_{eq} = R_{serie} + R_{dif} \quad (2)$$

Per il progetto del circuito raddrizzatore si può usare il metodo grafico discusso nel manuale « Radio Designers » Handbook »[1]), dove la resistenza differenziale del diodo (R_{dif}) viene indicata con i simboli $|r_d|$, $\bar{r}_d$ e $\hat{r}_d$.

In base a questo metodo grafico, la relazione tra il rendimento del raddrizzatore η (definito come rapporto tra V_u/V_{im}), il valore di $\omega R_L C$ e il rapporto R_{eq}/R_L viene espressa mediante dei grafici (fig. 7 a, b), c), tracciati rispettivamente per i circuiti indicati nelle figg. 5a, 5b e 6.

La corrente di picco del diodo (I_{DM}) si ricava dal grafico di fig. 8 nel quale il rapporto I_{DM}/I_{media} è espresso in funzione del rapporto R_{eq}/nR_L con $n\omega R_L C$ come parametro, e dove n = 1, nel caso del raddrizzatore di una semionda (fig. 5a) e n = 2, nel caso del raddrizzatore di due semionde (fig. 5b) e n = ½, per il circuito duplicatore di tensione (fig. 6).

Il valore efficace della corrente del diodo (I_{Deff}) che determina la potenza dissipata nella resistenza serie, può essere derivato dal grafico di fig. 9, nel quale il rapporto I_{Deff}/I_{Dmedia} è dato in funzione del rapporto R_{eq}/nR_L con il valore $n\omega R_L C$ come parametro.

Fig. 7c - Rendimento η in funzione del rapporto R_{eq}/R_L per differenti valori di ω $R_L C$, valevole per circuiti duplicatori di tensione.

Fig. 8 - Rapporto tra il picco di corrente nel diodo (I_{DM}) e la corrente media del diodo (I_{Dmedia}) in funzione del rapporto R_{eq}/nR_L per differenti valori di $n\omega R_L C$.

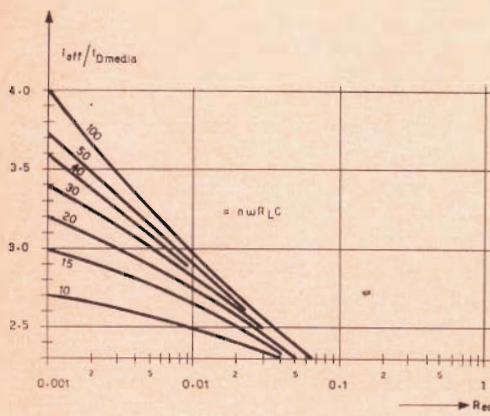



Fig. 9 - Rapporto tra il valore efficace della corrente nel diodo I_{Deff} e il valore medio di corrente (I_{Dmedia}) in funzione del rapporto R_{eq}/nR_L per differenti valori di $n\omega R_L C$.

Condizioni di funzionamento al transitorio dell'accensione

Le condizioni di funzionamento in cui viene a trovarsi il diodo al momento dell'accensione del televisore differiscono completamente dalle condizioni di funzionamento in regime continuo sopra accennate. Il condensatore-serbatoio del filtro d'ingresso, trovandosi scaricato al momento dell'accensione, agisce sulla resistenza di carico come un temporaneo cortocircuito e, per questo motivo, verrà a scorrere nel circuito una corrente istantanea di intensità molto superiore a quella che circolerà negli istanti successivi (regime continuo).

L'intensità di questa corrente dipenderà:

a) dall'angolo di fase della tensione di alimentazione di rete al momento della chiusura del circuito (accensione dell'apparecchio);

b) dal valore della resistenza serie R_{serie} ($R_{eq} \simeq R_{serie}$);

c) dalla tensione ai capi del condensatore-serbatoio C nell'istante in cui il circuito è chiuso.

La condizione più sfavorevole si ha, ovviamente, quando la chiusura del circuito si verifica nel momento in cui l'angolo di fase della tensione di rete passa per il suo massimo valore e contemporaneamente il condensatore-serbatoio si trova completamente scarico. In queste condizioni, il valore di cresta di questa corrente istantanea sarà:

$$I_{istantanea\ mass} = f_p \cdot V_{ieff}/R_{serie} \qquad (3)$$

dove f_p è il fattore di forma della tensione alternata applicata all'ingresso (V_{ieff}) che, nel caso di una tensione d'ingresso sinusoidale, ha il valore di $\sqrt{2}$. Teoricamente, con una tensione d'ingresso sinusoidale di 220 V_{eff} e una resistenza-serie di 5 Ω, la corrente istantanea può raggiungere il valore di $\sqrt{2} \cdot 220/5 = 62$ A.

Questo valore sarà ancora più grande qualora si abbia anche una sovratensione di rete. Il diodo, la resistenza in serie e

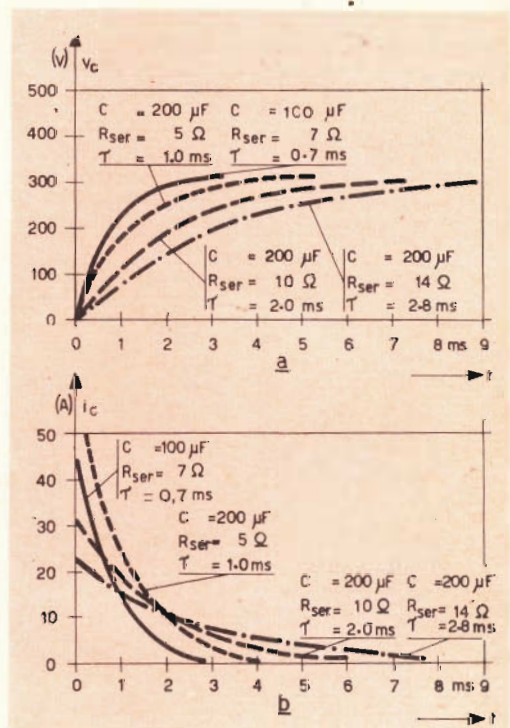



Fig. 10 - Tensione V_C (grafico a) ai capi del condensatore-serbatoio e corrente I_C (grafico b) circolante nello stesso condensatore (dopo la chiusura del circuito) in funzione del tempo (t), per differenti valori di capacità del condensatore e della resistenza in serie R_{ser}.

il condensatore-serbatoio devono essere tutti in grado di sopportare questa sovracorrente istantanea.

Le condizioni imposte all'interruttore di rete e al fusibile di rete sono ancora più severe: questi, infatti, oltre la sovracorrente di cui sopra, devono sopportare anche la corrente di accensione delle valvole del televisore la quale, al momento della chiusura del circuito, può raggiungere il valore approssimato di 4 A.

La durata della sovracorrente istantanea è direttamente proporzionale alla costante di tempo RC (τ) del circuito: vale a dire, al prodotto della resistenza-serie equivalente complessiva (R_{eq}) per il condensatore-serbatoio (C), mentre la massima ampiezza della sovracorrente istantanea è inversamente proporzionale al valore di R_{eq}.

In fig. 10a e 10b sono state tracciate in funzione del tempo (t) alcune curve indicanti l'andamento della tensione (v_C) ai capi del condensatore-serbatoio (fig. 10a), e quello della corrente (i_C) che attraversa il medesimo (fig. 10b); tutte queste curve si riferiscono ad un valore della tensione efficace d'ingresso $V_{ieff} = 220$ V, mentre ciascuna di esse è data per differenti valori di C e di R_{eq}.

Subito dopo la chiusura dell'interruttore di rete dell'apparecchio, non avendo raggiunto i filamenti delle valvole la temperatura di emissione dei catodi non c'è assorbimento di corrente dall'alimentatore; ciò fa sì che il valore del picco inverso di tensione applicata al diodo (corrispondente al doppio della tensione ai capi del condensatore-serbatoio) raggiunga il suo valore più elevato e precisamente $2f_p$ volte il valore efficace della tensione alternata d'ingresso, (V_{ieff}).

Il calore dissipato (in Joule) nel diodo, nelle condizioni più sfavorevoli che si verificano al momento della chiusura del circuito, è dato dalla espressione:

$$Q_D = \frac{1}{2} C V_{iM}^2 \cdot \frac{R_{dif}}{R_{eq}} + C V_{iM} V_{soglia} \quad (4)$$

dove V_{soglia}, indica la tensione di soglia del diodo (vedi fig. 4).

Di solito, il secondo termine della equazione (4) è piccolo rispetto al primo, per cui possiamo, con molta approssimazione,

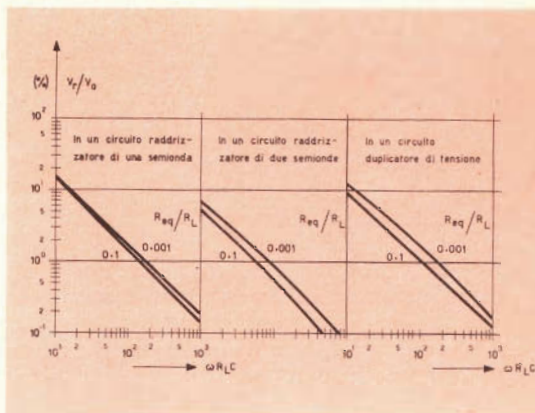



Fig. 11 - Rapporto tra la tensione alternata residua (in valore efficace V_r) e la tensione di uscita continua V_u in funzione di $\omega R_L C$ per $R_{eq}/R_L = 0{,}001$ e per $R_{eq}/R_L = 0{,}1$.

affermare che la quantità di calore sviluppata nel diodo al momento della chiusura del circuito è, all'incirca, proporzionale alla capacità-serbatoio C e inversamente proporzionale alla resistenza-serie complessiva R_{eq}. Ciò spiega perchè quando si impiega un condensatore-serbatoio di valore elevato sia necessario dare alla resistenza in serie un valore più grande.

Il valore di questi ultimi componenti è molto importante agli effetti del funzionamento del circuito raddrizzatore: influisce infatti sulla tensione continua all'uscita e sull'alternata residua ai capi del condensatore-serbatoio; per questo motivo, qui di seguito, il loro dimensionamento verrà trattato più dettagliatamente.

Scelta della resistenza in serie e del condensatore-serbatoio

Resistenza in serie

La scelta della resistenza in serie R_{serie} è di grande importanza. Di solito, il progettista assegna a questa resistenza il valore più basso possibile in modo da ridurre il valore del rapporto R_{eq}/R_L e ottenere, come indica la fig. 7, un rendimento più elevato o, in altre parole, un elevato valore di tensione ai capi del condensatore-serbatoio. Quest'ultima condizione, può permetterci di usufruire di una maggiore

caduta di tensione nei circuiti di livellamento rendendo quindi il dimensionamento di questi ultimi più economico.

Ovviamente, anche il calore dissipato nella resistenza-serie ($I_{Deff}^2 \cdot R_{serie}$) diventa minore; ciò consente di usare una resistenza a più bassa dissipazione e quindi di minor costo. In ogni modo, però, è necessario che per questa resistenza venga fissato un limite inferiore; e ciò per i seguenti motivi:

a) Per un dato valore del condensatore-serbatoio, una resistenza in serie troppo bassa (e quindi anche una R_{eq}) può far sì che il calore dissipato nel diodo al momento della chiusura del circuito diventi eccessivo (vedi eq. (4)).

b) La sovracorrente istantanea al momento della chiusura del circuito può raggiungere un valore inamissibile (vedi eq. (3)) che potrebbe danneggiare l'interruttore di rete.

c) La corrente di picco circolante nel diodo in condizioni di regime continuo può superare il limite massimo consentito.

Condensatore-serbatoio

Il valore del condensatore serbatoio determina principalmente il valore del rapporto V_r/V_u, dove V_r è la tensione alternata residua e V_u la tensione continua ai capi del condensatore. Ciò è indicato molto chiaramente nei grafici di fig. 11 nei quali questo rapporto è espresso in funzione di $\omega R_L C$ con R_{eq}/R_L come parametro. Questi grafici indicano che la tensione alternata residua (in valore efficace) [2] è pressapoco inversamente proporzionale al valore del condensatore-serbatoio e dipende solo in minima parte dal valore di R_{eq} e quindi della resistenza in serie R_{serie}.

Come già abbiamo detto in precedenza, il massimo calore che il diodo può sopportare al momento della chiusura del circuito, pone un limite al valore del condensatore-serbatoio, ed anche dopo aver assegnata alla resistenza in serie il valore più basso, non si può aumentare questo condensatore senza aumentare contemporaneamente anche la resistenza in serie.

In ogni modo, specie con i diodi al silicio, l'aumento della resistenza in serie richiesto, non provoca, di solito, un'apprezzabile caduta della tensione continua, per cui, la scelta di un condensatore-serbatoio di capacità elevata diventa un mezzo molto efficace per avere un rapporto V_r/V_u basso.

Si conclude pertanto affermando che l'impiego di un condensatore-serbatoio di capacità elevata riduce considerevolmente l'alternata residua senza per altro abbassare contemporaneamente la tensione continua di uscita che, come abbiamo visto in precedenza, tende sempre a ridursi tutte le volte che si aumenta la resistenza in serie. Tutto ciò consente di abbassare apprezzabilmente il costo del circuito di livellamento.

In generale, la soluzione più economica consiste nello scegliere per la capacità del condensatore-serbatoio un valore pressochè uguale a quello della capacità più elevata impiegata in uno qualunque dei circuiti di livellamento.

Si deve inoltre tener presente che, anche una alternata residua di valore elevato, esige dal condensatore-serbatoio severe prestazioni. Questo condensatore non solo deve sopportare la tensione di lavoro (tensione di uscita continua raddrizzata + metà della tensione picco-picco dell'alternata residua + la tensione alternata d'ingresso di picco [3] (V_{iM})), ma deve anche essere in grado di dissipare il calore prodotto dalla corrente dell'alternata residua (valore efficace) che lo attraversa (I_{Ceff}). La corrente complessiva dell'alternata residua (in valore efficace) circolante nel condensatore-serbatoio (I_{Ceff}) può essere calcolata in base al valore efficace della corrente (I_{Deff}) che scorre nel diodo ed al valore della corrente continua di uscita (I_u). Nei circuiti raddrizzatori di una semionda e in quelli duplicatori di tensione, il valore efficace della corrente dell'alternata residua è dato pertanto da:

$$I_{Ceff} = \sqrt{I_{Deff}^2 - I_u^2} \qquad (5a).$$

In ciascun diodo dei circuiti raddrizzatori di due semionde scorre metà della corrente complessiva, di modo che la corrente alternata residua, in valore efficace, diventa:

$$I_{Ceff} = \sqrt{2\, I_{Deff} - I_u^2} \qquad (5b).$$

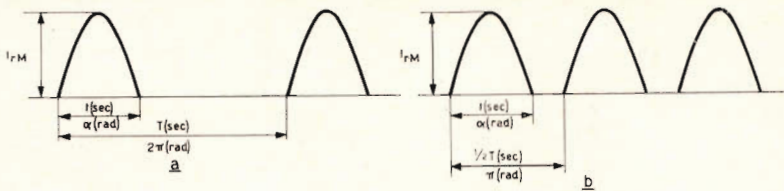



Fig. 12 - Oscillogrammi idealizzati della corrente alternata residua usati per definire i tempi t e T e l'angolo della circolazione della corrente α.

La corrente alternata residua complessiva è formata dalla corrente alternata residua (valore efficace) alla frequenza fondamentale (I_{r1eff}) e dalle correnti della seconda, terza ed ennesima armonica, I_{r2eff}, I_{r3eff}, I_{rneff}, le quali possono assumere valori consistenti, specialmente quando, dovendo impiegare una resistenza in serie di basso valore, l'angolo di circolazione della corrente α diventa piccolo.

Queste singole correnti alternate residue e l'angolo α si valutano nella maniera che segue. Trascurando la resistenza ohmica del condensatore serbatoio, il valore efficace della corrente alternata residua alla frequenza della fondamentale è dato ovviamente dalla formula:

$$I_{r1eff} = \frac{V_{r1}}{1/\omega C} \qquad (6)$$

dove I_{r1} è espresso in ampere e C in farad.

Il contenuto di armoniche nella corrente alternata residua può essere accertato misurando il valore efficace della seconda, della terza e dell'ennesima armonica mediante un voltmetro selettivo collegato ai capi di una resistenza del valore di 1 Ω collegata in serie al condensatore-serbatoio.

I valori di picco delle correnti alternate residue I_{r1M}, I_{r2M}, ecc.... possono essere determinati anche graficamente.

Supponendo gli impulsi di corrente con andamento sinusoidale, il loro valore medio, nei circuiti raddrizzatori di una semionda e nei circuiti duplicatori di tensione (fig. 12a), è dato dalla relazione:

$$I_{rmedia} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{rM} \cdot \frac{t}{T} \qquad (7a)$$

e nei circuiti raddrizzatori di due semionde (fig. 12b) dalla relazione:

$$I_{rmedia} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{rM} \cdot \frac{2t}{T} \qquad (7b)$$

Considerando la corrente alternata residua di picco I_{rM} uguale in prima approssimazione alla corrente di picco del diodo I_{DM} ed esprimendo la durata degli impulsi di corrente e di un ciclo (t e T) in α (radianti) e in π rispettivamente, queste espressioni diventano:

$$I_{rmedia} = I_{DM}\ \alpha/\ \pi^2 \qquad (8a)$$

e

$$I_{rmedia} = I_{DM}\ \alpha/½\ \pi^2 \qquad (8b)$$

rispettivamente. Da queste espressioni si ricava l'angolo di circolazione della corrente:

$$\alpha = \pi^2\ I_{rmedia}/I_{DM}$$

e

$$\alpha = ½\ \pi^2\ I_{rmedia}/I_{DM}$$

rispettivamente.

Siccome il valore medio della corrente alternata residua I_{rmedia} è, ovviamente, uguale alla corrente continua di uscita I_u, queste equazioni possono essere espresse in questa maniera:

$$\alpha = \pi^2\ I_u/I_{DM} \qquad (9a)$$

e

$$\alpha = ½\ \pi^2\ I_u/I_{DM} \qquad (9b)$$

rispettivamente.

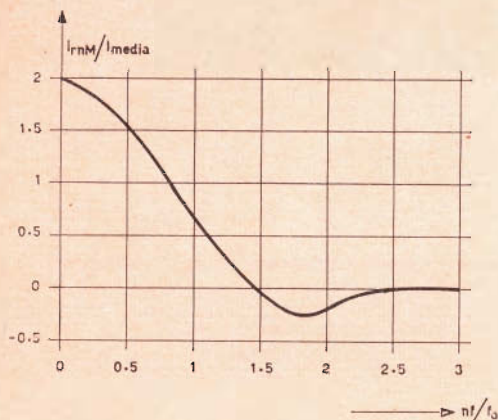



Fig. 13 - Rapporto tra la corrente alternata residua (valore di picco I_{rnM} della ennesima armonica e la corrente alternata residua (valore medio) I_{rmedia} in funzione del rapporto nf/fo.

Il valore relativo del picco della ennesima armonica può essere ricavato dal grafico di fig. 13 dove il rapporto I_{rnM}/I_{rmedia} è espresso in funzione del rapporto nf/fo. Questo rapporto è uguale a $n\alpha/2\pi$, per un circuito raddrizzatore di una semionda e per un circuito duplicatore di tensione, mentre, per il circuito raddrizzatore di due semionde, ha il valore di $n\alpha/\pi$ (vedi figura 12).

Questo grafico indica che se il rapporto f/f_0 è, per esempio, 0,2 il rapporto I_{rM}/I_{rmedio} della frequenza fondamentale (n = 1) è 1,88, mentre quello della seconda, della terza e della quarta armonica (nf/f_0 = 0,4; 0,6; 0,8) sono rispettivamente 1,66, 1,36 e 1,0 rispettivamente. Con un angolo di circolazione di corrente più grande, per esempio f/f_0 = 0,35, il rapporto I_{rM}/I_{rmedia} della frequenza fondamentale è 1,72, quello della seconda armonica ($2f/f_0$ = 0,7) è ridotto a 1,2 e quello della terza armonica ($3f/f_0$ = 1,05) è già sceso al di sotto del valore di 0,6.

Si conclude affermando che il contenuto di armoniche cresce rapidamente via via che si riduce l'angolo di circolazione della corrente o in altre parole, via via che si riduce la resistenza in serie.

Siccome le armoniche hanno un andamento sinusoidale, I_{r1eff} può essere fatta uguale a $\frac{1}{2}\sqrt{2}\cdot I_{r1M}$ ecc., e la corrente alternata residua complessiva circolante nel condensatore-serbatoio è data allora (in valore efficace) da:

$$I_{Ceff} = \sqrt{\frac{I_{r1M}^2 + I_{r2M}^2 + \ldots + I_{nrM}^2}{2}} \qquad (10)$$

la quale, ovviamente, conduce allo stesso risultato delle eqq. (5a) e (5b).

1) F. Langford - Smith, Ilife and Sons Ltd. London 1953, 4th ed., Analysis of Rectifier Operation (p. 1180 e seguenti).

2) E' più pratico esprimere l'alternata residua in valore efficace anzichè in valore picco-picco. Quest'ultimo si può ritenere approssimativamente uguale a $2\sqrt{3}\cdot V_{reff}$.

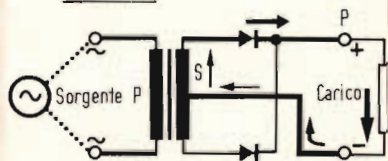
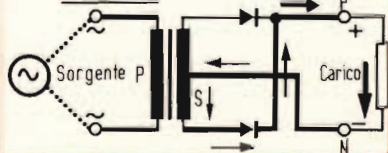
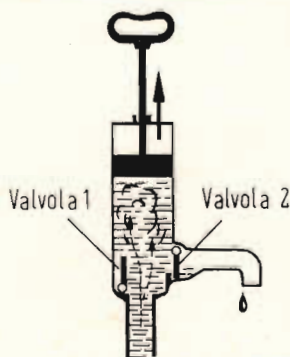
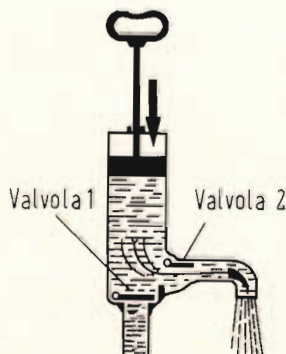
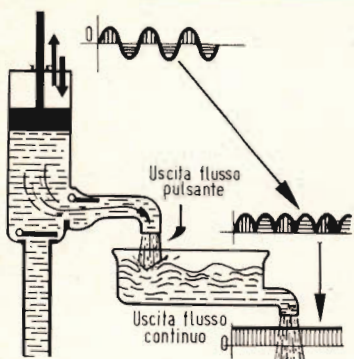
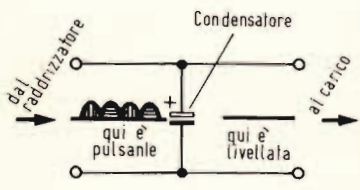
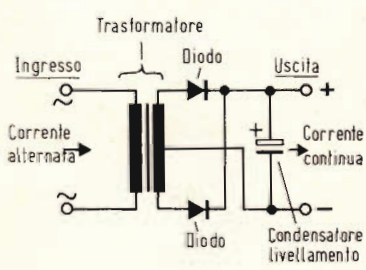
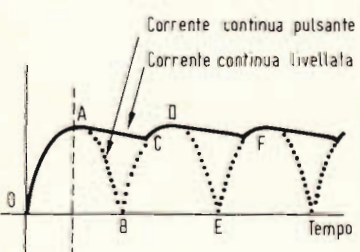
3) Durante il tempo di riscaldamento dei catodi si intende.

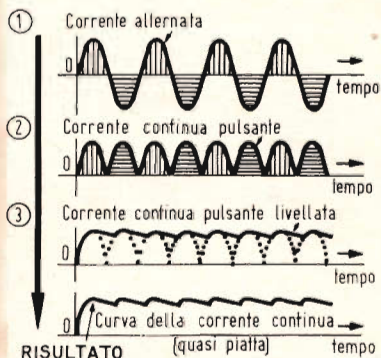
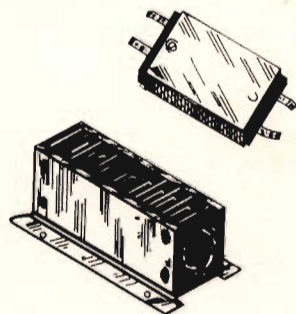
Con l'inizio del prossimo anno la Radio Corp. of America inizierà il trasferimento di circa 150 tecnici dai suoi impianti di fabbricazione di valvole, situati in Harrison, N.J., ai suoi stabilimenti di Somerville, N.J. Questi tecnici verranno gradualmente portati dal lavoro sulle valvole per ricevitori, a quello sui transistori.

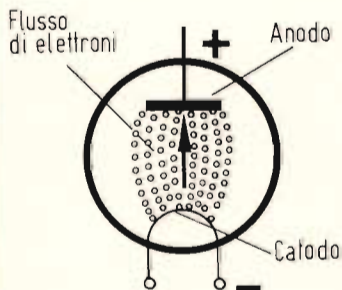
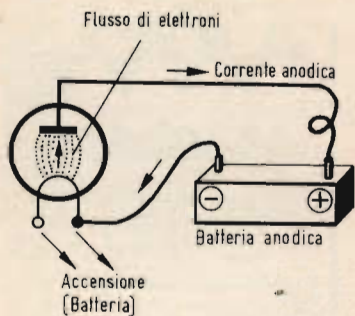
Il trasferimento dei tecnici indica uno spostamento della posizione, più volte riaffermata dalla RCA, secondo la quale i transistori non avrebbero mai preso il sopravvento sulle valvole.

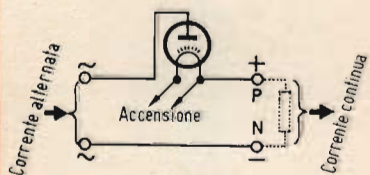
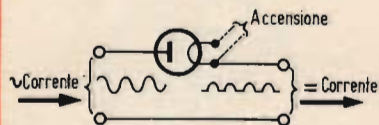
Questo spostamento è notevolmente costoso per la RCA in quanto negli impianti di Somerville il personale è già al completo. Per sistemare i tecnici trasferiti, la società dovrà traslocare alcune delle attività di Somerville negli impianti di Waodbridge, N.J., e di Cincinnati, Ohio.

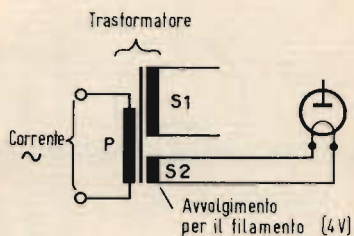
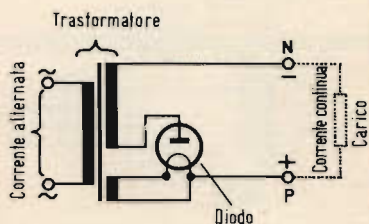
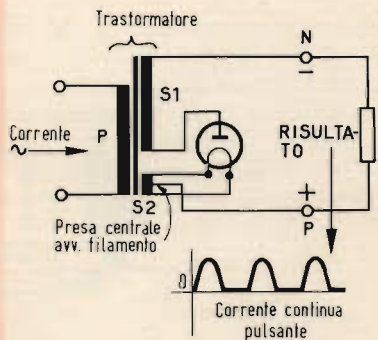
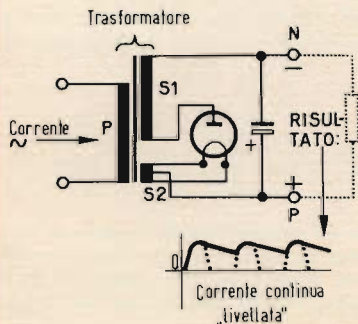
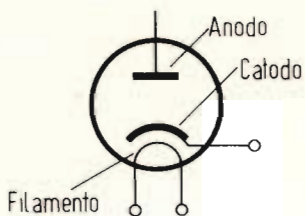
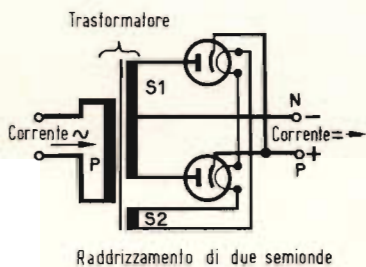
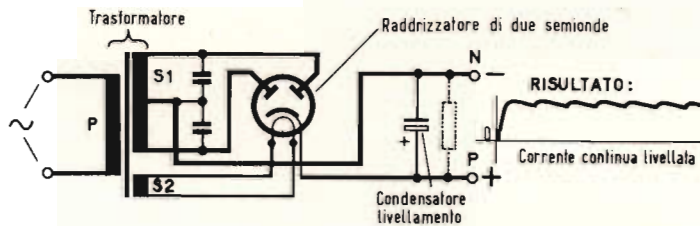
l'elettronica ILLUSTRATA

Per comprendere bene il circuito raddrizzare di due semionde formato da un trasformatore con presa centrale e da due diodi, di cui uno conduce durante una semionda e l'altro invece non conduce, rifacciamoci ad un esempio meccanico molto comune: la pompa monocilindrica a due valvole.

Quando il pistone viene alzato con la maniglia, la valvola 1 si apre e la valvola 2 si chiude. L'acqua penetra nella camera del cilindro.

Quando invece si spinge in giù il pistone, la valvola 1 si richiude e la valvola 2 si apre. L'acqua può uscire dal rubinetto.

Spingendo su e giù il pistone, l'acqua verrà fuori dal rubinetto a getti pulsanti (corrente pulsante). Se però si pone sotto il rubinetto una bacinella munita a sua volta di un tubo di scarico, potremo osservare che, se il tubo di scarico ha un'apertura non molto grande, l'acqua uscirà da quest'ultimo in modo continuo (corrente continua).

La bacinella quindi trasforma un getto pulsante in un getto continuo, fornendo acqua anche in quegli istanti in cui la pompa non fornisce l'acqua. Nei circuiti raddrizzatori è il condensatore elettrolitico che fa da bacinella, o da serbatoio come viene realmente chiamato. Esso infatti immagazzina corrente elettrica durante la semionda raddrizzata ed è in grado di rifornire di corrente il carico anche quando il raddrizzatore non dà corrente.

Pertanto, un circuito raddrizzatore di due semionde completo si presenta come quello indicato in questa figura.

Questo circuito è in grado di fornire una corrente pressocchè continua. La curva della corrente continua pulsante parte da O e passa per i punti A, B, C, D, E, F e così via. Il condensatore viene caricato durante il tempo intercorrente tra O e A e può fornire quindi corrente nello spazio di tempo compreso tra A e B. In questo modo, la curva della corrente non scende fino a B ma sale lentamente fino a C (scarica del condensatore). In questo stesso periodo di tempo (B-D), il condensatore viene rifornito nuovamente di corrente dalla successiva pulsazione (C-D) e così via.

Qui è indicato graficamente tutto il processo del raddrizzamento di una tensione (o corrente) alternata: dalla tensione della rete alla tensione pressocchè continua presente sul condensatore-serbatoio.

In pratica, vengono impiegati raddrizzatori solidi (al silicio o al selenio) formati da uno o più elementi collegati in serie a seconda della tensione da raddrizzare; per soddisfare alle esigenze della corrente queste « colonne » raddrizzanti vengono collegate in numero di uno o due o tre in parallelo.

Nelle apparecchiature elettroniche vengono però impiegati anche i tubi a vuoto, in funzione di raddrizzatori. Questi possono essere costruiti in modo da raddrizzare una semionda o due semionde.

Vedremo più avanti in questa rubrica come in un tubo elettronico, la corrente di elettroni può solo dirigersi dal catodo verso l'anodo e non viceversa. Esso quindi si comporta proprio come la valvola della pompa che lasciava passare la corrente d'acqua solo in un senso. Ed è proprio per questa caratteristica che il tubo elettronico si chiama « valvola ».

La sorgente che stabilisce la corrente degli elettroni è costituita in questo caso da una batteria il cui polo positivo è collegato all'anodo e quello negativo al catodo.

Ecco il simbolo di un tubo senza griglia (diodo).

Se al posto della batteria colleghiamo una sorgente di tensione alternata (rete) avverrà che nel circuito anodico (e quindi in qualsiasi carico in esso inserito) scorrerà una corrente pulsante continua.

La spiegazione è semplice: la corrente di elettroni si avrà solo quando sull'anodo compare la semionda positiva; infatti solo durante questo periodo l'anodo è positivo rispetto al catodo. Durante la semionda negativa non si avrà corrente in quanto l'anodo è negativo rispetto al catodo e tende quindi a respingere gli elettroni da esso emessi. Ecco spiegato perchè il tubo si comporta come una « valvola ».

La sorgente di elettroni è il catodo che per far ciò ha bisogno di essere riscaldato. Ciò si può fare facendo circolare nel suo filamento anche una corrente alternata che in un ricevitore radio è fornita da un secondario del trasformatore di rete. Questa tensione di accensione del filamento è generalmente bassa (4 o 5 V).

Dal circuito del filamento si ricava la corrente raddrizzata mentre la tensione da raddrizzare viene applicata all'anodo. Il valore di questa tensione può essere fissato dal numero di spire del secondario dell'alta tensione.

Per ottenere la simmetria del circuito la corrente raddrizzata viene prelevata da una presa centrale del filamento.

La corrente fortemente pulsante di questo circuito raddrizzatore di una semionda viene «spianata» collegando tra i punti N e P un condensatore elettrolitico.

Ecco un tubo raddrizzatore a « riscaldamento indiretto ». In questo caso il catodo, emettitore di elettroni, è completamente separato dal filamento il cui compito esclusivo è quello di riscaldare il catodo in modo che questo emetta elettroni. Attualmente sono molto usati questi tipi di tubi raddrizzatori. Quelli nei quali il filamento riscaldatore funziona anche da catodo si chiamano a riscaldamento diretto e di solito sono raddrizzatori di potenza.

Se al posto di un tubo raddrizzatore se ne impiegano due collegati come in questo circuito si ottiene il raddrizzamento di entrambe le due semionde.
I due tubi raddrizzatori possono essere raccolti in un'unica ampolla nel qual caso il catodo e il relativo filamento riscaldatore servono per entrambi gli anodi.

Ecco un circuito classico completo di un raddrizzatore di due semionde con tubo elettronico. Quando si vogliono ottenere correnti raddrizzate di una certa intensità (ricarica degli accumulatori) si impiegano raddrizzatori a semiconduttori (al silicio, al selenio) oppure tubi raddrizzatori con riempimento di vapore di mercurio (Hg).

I CIRCUITI ACCORDATI E I TRANSISTORI

Ci è capitato recentemente di assistere ad una conversazione nella quale dei colleghi d'avanguardia analizzavano l'incidenza dello Spazio e delle condizioni lunari sul funzionamento degli amplificatori transistorizzati. L'astuzia degli argomenti e la sottigliezza dei calcoli suscitarono allora la nostra sincera ammirazione. Tuttavia ci rendemmo conto che sul piano pratico nessuna delle persone presenti « sentiva » i problemi che venivano esposti.

Le loro conoscenze dell'interdipendenza fra i transistori e i circuiti si esprimeva in cifre. I valori e le ripercussioni pratiche esposte non evocavano alcuna esperienza materiale. Preferendo il regolo calcolatore al saldatore essi avevano rotto il contatto con la materia, perdendo, al tempo stesso, il « senso fisico » così indispensabile alla fertilità dell'ingegnere.

Così, in mezzo ad una infinità di varianti che ciascuno sapeva calcolare con una precisione impeccabile, la scelta della soluzione più semplice e più efficace diventava un gioco d'azzardo o ciò che è peggio una ricerca di pseudo originalità.

Questa esperienza ci ha suggerito l'idea del presente articolo. Esso è consacrato all'incidenza dei transistori sui circuiti associati. L'analisi sarà puramente qualitativa, un'analisi quantitativa potrà essere trattata in un successivo articolo.

Ciò che varia

Un transistore, collegato fra due circuiti, riflette in parallelo a detti circuiti una capacità e una resistenza. Ambedue questi elementi variano in funzione della cor-

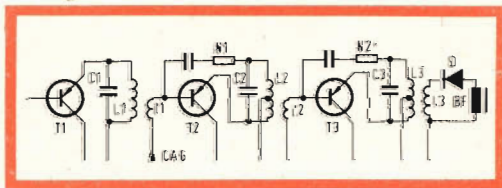



Fig. 1 - Schema di un amplificatore FI ad accoppiamento con circuiti ad assorbimento.

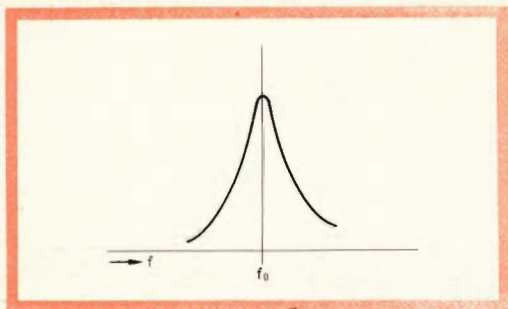



Fig. 2 - Curva ideale di un amplificatore con circuiti ad assorbimento.

Fig. 4 - Variazione della curva di un amplificatore classico; **a)** curva iniziale; **b)** deformazione sotto l'azione del CAG.

rente, della tensione applicata e della frequenza. Per semplificare l'esposizione trascureremo la variazione in funzione della frequenza.

Supporremo i circuiti associati al transistore, alimentati da una tensione FI e accordati sulla stessa frequenza. È noto che la resistenza d'entrata e d'uscita diminuiscono, allorché le capacità aumentano, cioè quando la corrente del transistore aumenta. La capacità collettore-base varia con la tensione applicata al transistore stesso.

La scelta di trattare come esempio un amplificatore a frequenza intermedia è giustificata dal fatto che la curva di selettività di un ricevitore è data dalla sezione a FI e che attualmente il 99% dei ricevitori sono del tipo supereterodina.

In un ricevitore portatile la tensione d'alimentazione si abbassa con l'esaurirsi delle pile. Essa può variare ai capi di un transistore comandato ad esempio dalla

Fig. 3 - Variazione della curva di risposta di un amplificatore omogeneo in funzione del regime: **a)** curva iniziale; **b)** la corrente è diminuita; **c)** la corrente è aumentata.

tensione del CAG, allorché nel circuito di collettore o di emettitore si trova una resistenza di un certo valore. La corrente in un transistore dipende dal CAG, dalla temperatura e indirettamente dallo stato delle pile.

Tutte queste variazioni agiscono sui circuiti di collegamento, modificandone, sia la loro frequenza, sia il loro smorzamento, sia ambedue. Esamineremo ora l'incidenza di queste variazioni sui differenti tipi di accoppiamento.

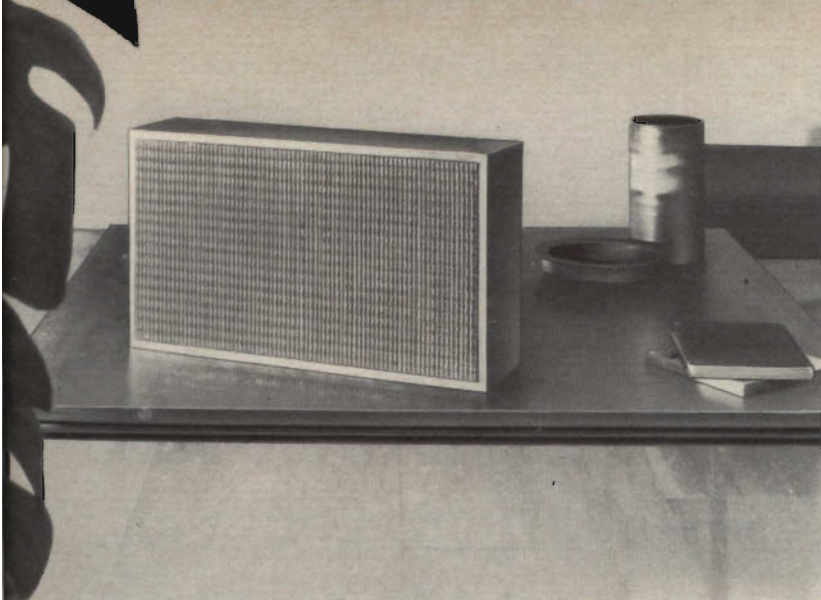
I differenti accoppiamenti:

Circuito ad assorbimento

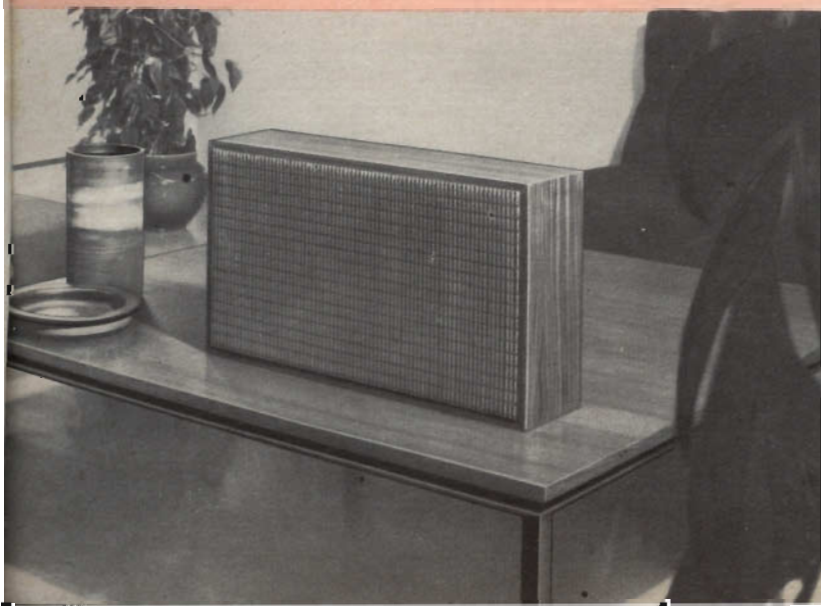
L'amplificatore FI più semplice si realizza con circuiti ad assorbimeno secondo lo schema di fig. 1. La curva ideale di un simile amplificatore è riprodotta schematicamente in fig. 2. Essa presuppone un accordo perfetto ad un regime determinato e l'assenza di reazione.

Quando il regime cambia la curva si deforma. In pratica si possono presentare due casi:

a) i circuiti sono associati a dei transistori dello stesso tipo, nei quali il regime varia simultaneamente, nello stesso senso e della stessa quantità;

b) i circuiti si trovano fra transistori diversi nei quali il regime varia differentemente, o fra un transistore le cui caratteristiche variano e un elemento la cui variazione può essere trascurata (esempio diodo rivelatore).

A/800

Completo di altoparlanti
Potenza: 10 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/149-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni d'ingombro: 498 x 278 x 152
Prezzo di listino L. 23.900

DIFFUSORI ACUSTICI HIGH FIDELITY

A/801

Completo di altoparlanti
Potenza: 12 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/499-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni d'ingombro: 600 x 345 x 152
Prezzo di listino L. 29.900

Il primo caso è abbastanza eccezionale. Al limite, se tutti i transistori sono identici, ciascun circuito risulterà influenzato nello stesso modo e le curve risultanti, mostrate in fig. 3, rimarranno simmetriche, benché sfalsate in frequenza.

Allorché la corrente diminuisce, la frequenza e il fattore di merito aumentano, dato che diminuiscono le capacità d'entrata e d'uscita, mentre aumentano le resistenze. La fig. 3b rappresenta questa eventualità, mentre la fig. 3c indica l'eventualità inversa.

Insistiamo sul fatto che l'esempio descritto è ipotetico, perché l'ottenimento di una curva ideale è legata alla possibilità di eliminare completamente la reazione fra i circuiti.

Una neutralizzazione della capacità collettore-base è indispensabile e la sua efficacia può essere assicurata solo per un determinato regime. Tutte le variazioni di corrente provocano delle reazioni che deformano la curva.

Il secondo caso si ritrova praticamente in tutti gli amplificatori a FI sui quali agisce un comando automatico di guadagno. Supponiamo che al momento della regolazione si sia ottenuta la curva di fig. 2. Questa curva subisce delle deformazioni nel corso del normale funzionamento. Per determinarle bisogna analizzare uno ad uno i fattori di deformazione e le loro conseguenze.

Il circuito L_1 C_1 di fig. 1 si trova inserito tra il collettore del transistore T_1 che è il mescolatore, e la base del transistore T_2, che è l'amplificatore FI controllato dal CAG. Quando il controllo entra in funzione si abbassa la corrente di T_2 ed aumentano le sue resistenze, mentre diminuiscono le sue capacità. Il circuito L_1 C_1 diviene più selettivo ed aumenta la sua frequenza di risonanza. La caduta di tensione sulla resistenza di disaccoppiamento diminuisce il che fa aumentare la tensione ai capi di T_2.

La conseguenza di questo aumento è una perturbazione nella neutralizzazione, e la reazione che ne risulta rende la curva disimmetrica. Si noti che la mancanza di smorzamento peggiora questa reazione.

Il circuito C_2 L_2 che si trova nel collettore di T_2 subisce le stesse influenze ma in un grado minore e senza che l'effetto della neutralizzazione C_2 L_2 C_3 L_3 risulti modificato sensibilmente. La curva risultante è la somma delle coordinate logaritmiche delle tre curve. La risultante è riprodotta in fig. 4. Un altro motivo di deformazione della curva è l'aumento di temperatura e l'invecchiamento delle pile. Ciascun transistore varia in modo differente e non è possibile ricavare una formula precisa per prevedere la forma della curva risultante. Il suo andamento varia in modo disordinato allontanandosi dalla curva iniziale con l'aumentare della causa.

Per diminuire l'incidenza dei transistori sui circuiti si ricorre al disadattamento. Questo procedimento consiste nell'aumentare il rapporto di trasformazione in modo da riportare al circuito solo una frazione dell'impedenza del transistore. Al prezzo di una certa perdita di guadagno

Fig. 5 - Schema di uno stadio con diodo di smorzamento.

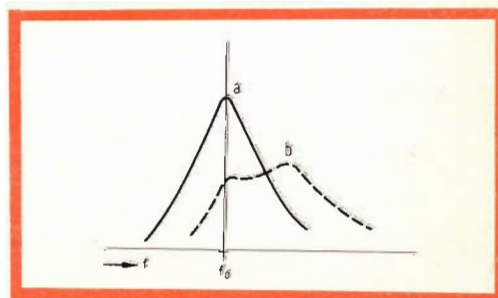



Fig. 6 - Variazione della curva di un amplificatore con diodo di smorzamento sotto l'azione del CAG.

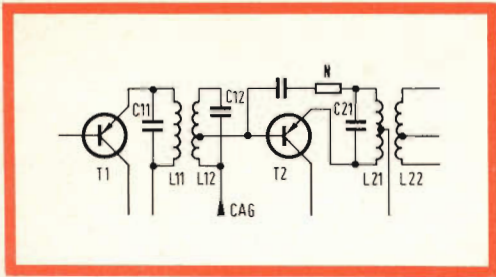



Fig. 7 - Amplificatore ad accoppiamento con trasformatore a due circuiti accordati.

si arriva così a diminuire la deformazione della curva senza però evitarla completamente.

Un miglioramento può essere ottenuto con il procedimento di fig. 5, impiegato assieme al disadattamento. Un diodo opportunamente disposto viene collegato in parallelo sul circuito L_1 C_1 che è il circuito che viene maggiormente squilibrato dall'azione del CAG. Il capo caldo del diodo si trova ad una tensione (A) fissata dalla corrente che attraversa il transistore T_1.

Questa tensione, in assenza di segnali o in presenza di segnali deboli, è leggermente più negativa di quella del punto (B); il diodo risulta quindi polarizzato in senso inverso e perciò la sua resistenza interna sarà molto grande e la sua azione su L_1 C_1 del tutto trascurabile.

Allorché entra in azione il CAG la tensione di collettore di T_2 si abbassa. Il punto B diventa più negativo di A e il diodo comincia a condurre. La sua resistenza si abbassa rapidamente con l'intensità dell'azione del CAG e smorza il circuito L_1 C_1. La curva risultante è indicata in fig. 6. Al di fuori della deformazione della curva già citata si può imputare a questo tipo di accoppiamento una mancanza di selettività e la strettezza della banda trasmessa. Infatti per una banda passante di 6 kHz a 6 dB, ad una frequenza di 478 kHz, il fattore di merito a carico non deve essere maggiore di 30 - 40.

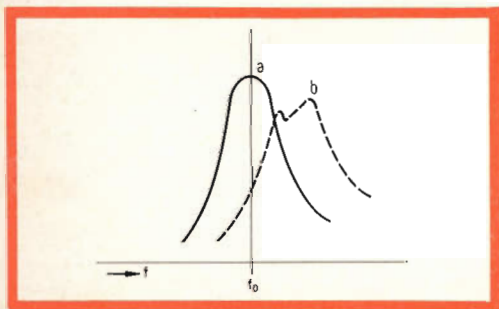



Fig. 8 - Variazione della curva di un amplificatore a trasformatori: **a**) curva iniziale; **b**) variazione sotto l'azione del CAG.

Accoppiamento a mezzo di due circuiti accoppiati

Per migliorare la selettività, si possono utilizzare dei trasformatori a due circuiti accordati realizzati secondo la fig. 7. Il coefficiente di accoppiamento può essere al di sotto o al di sopra dell'accoppiamento critico.

Nel primo caso l'accordo dei circuiti e la messa a punto è facile ma la selettività risulta meno buona che nel secondo caso. Per contro, la necessità di smorzare il circuito libero rende nel secondo caso più laboriosa l'operazione di accordo.

Per $K < 1$ (dell'ordine di 0,8) l'ottenimento di una banda passante di 6 kHz a 6 dB consente di impiegare dei circuiti con un Q di circa 55. Essendo il numero dei circuiti raddoppiato, la selettività ai fianchi risulta nettamente migliorata. Le deformazioni durante il funzionamento sono minori che nel caso dei circuiti ad assorbimento ma sono ancora abbastanza sensibili e con lo stesso andamento.

L'impiego di trasformatori sovraccoppiati ($K \simeq 1{,}5$) permette di aumentare il fattore di merito dei circuiti e di migliorare così la selettività. Per un amplificatore a tre stadi si impiegano in genere due trasformatori sovraccoppiati ad un trasformatore sottoaccoppiato onde ottenere una curva di risposta con la sommità piatta.

Se ci si accontenta della stessa banda dell'esempio precedente, il Q può essere portato a $\sim$ 100 per i circuiti dei primi due trasformatori, essendo il terzo più smorzato.

La selettività ai lati è più che accettabile, ma le deformazioni sono più sensibili che nel caso precedente. Le curve corrispondenti sono rappresentate in fig. 8. La curva ideale con un segnale molto debole è rappresentata in fig. 8a. Si noti che in pratica in un amplificatore realiz-

zato e accordato in sede industriale è ben difficile ritrovarsi in questo caso. Nella fig. 8b si può osservare come la curva venga deformata dall'azione del CAG.

Benché le curve non rappresentino che schematicamente le deformazioni ne consegue che la soluzione, copiata dagli amplificatori a valvole, consistente nell'inserire fra gli organi preposti all'amplificazione degli organi che assicurino la selettività, è la migliore.

I filtri

Si ricava dalle considerazioni precedenti che l'eliminazione delle deformazioni indesiderate dovute agli organi di amplificazione, potrà essere ottenuta separandoli dagli organi della selettività.

I filtri a circuiti multipli sono gli elementi che permettono di ottenere questa separazione.

Non analizzeremo ora come viene ottenuta questa separazione ne la tecnica e i calcoli relativi a questi circuiti. Precisiamo solo che si tratta di complessi compatti che comportano da 6 a 12 circuiti accordati, dei quali solo i due esterni, che sono i più smorzati e quindi i meno sensibili alle variazioni si trovano a contatto con i transistori. Il loro impiego assicura una stabilità assoluta dei parametri che definiscono la selettività. Essi assicurano, per uno stesso numero di circuiti, un fattore di forma nettamente superiore a quello dato da un amplificatore classico.

La qualità del fattore di forma, si spiega con il fatto che, in un filtro, i circuiti essendo accoppiati più strettamente, possono avere una sovratensione migliore.

Cosicché, in un filtro di cinque o sei circuiti una sovratensione da 200 a 250 per circuito è perfettamente ammissibile. Ne risulta, in un ricevitore radio domestico, una migliore musicalità, dato che la banda passante può essere più larga e una migliore separazione delle stazioni vicine, grazie alla ripidità dei fianchi della curva.

Per fissare le idee sulla differenza di selettività citiamo qualche cifra: il fattore di forma F di un filtro a 6 circuiti raggiunge il valore di 2,5. Nelle stesse condizioni un amplificatore con 3 stadi a due circuiti accordati per stadio presenta un fattore di forma F che non scende mai al di sotto di 3,5 mentre con un solo circuito accordato si ha $F \geq 7,5$.

Queste due ultime cifre non sono valide che per un accordo perfetto e sono largamente superate in pratica, mentre nel caso dei filtri il fattore di forma F rappresenta una « prestazione garantita ». Ricordiamo che F è il rapporto delle bande passanti prese a 60 e a 6 dB.

Il lettore può facilmente verificare le cifre con l'aiuto delle curve rappresentative aventi K per parametro, $2 \Delta f Q/f_0$ per ascissa e U ai capi del circuito, come ordinata.

La differenza di selettività diviene particolarmente evidente se si traduce il fattore di forma nell'attenuazione di una emissione parassita situata a 9 kHz dalla stazione ricevuta.

Con un circuito accordato per stadio, l'attenuazione è di 15 dB ossia di 5,6 volte. Con due circuiti per stadio essa è di 24 dB ossia di 16 volte, mentre con un filtro a 6 circuiti essa è di 32 dB ossia di 38,4 volte. Queste cifre sono ricavate per una banda passante di 6 kHz a 6 dB per i circuiti e di 10 kHz a 6 dB per il filtro. Inutile insistere sulla differenza della qualità musicale a favore del filtro dato l'allargamento della banda a 6 dB.

Ricordiamo inoltre che per quest'ultimo si tratta di una caratteristica costante, mentre nei primi due casi questa prestazione ideale viene raggiunta raramente e in pratica mai conservata.

G. Abussi

(Da: « Toute l'Electronique »)

I giudici della Corte di Appello di Torino hanno aumentato la pena di 2 anni e 2 mesi all'ex dirigente della RAI che con i suoi complici faceva vincere "Radio-fortuna" e "Tele-fortuna" a chi accettava di pagare metà del premio.

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **SAVIGNANI E.** - Genova

Scatola di montaggio SM/3350

Per quanto si riferisce agli esemplari della scatola di montaggio SM3350 *da lei costruiti precisiamo quanto sopra:*

1) *Se il materiale è stato acquistato come* scatola di montaggio, *presso la G.B.C. di Genova, le consigliamo di rivolgersi nuovamente alla stessa che provvederà a darle tutta l'assistenza necessaria. Ciò naturalmente non sarà possibile se, come riteniamo, i singoli componenti sono stati acquistati separatamente.*

2) *Come lei sa, l'SM3350 è un apparecchio il cui montaggio non presenta difficoltà eccessive e che consente di ottenere risultati sicuramente confermati dal fatto, che esso è stato montato da migliaia e migliaia di nostri lettori. Ciò del resto è dimostrato anche dal fatto che un esemplare dei quattro da lei montati, funge a perfezione.*

3) *Effettivamente lo schema dell'apparecchio* AR24 *è perfettamente identico a quello relativo alla* SM/3350. *Speriamo che lei sia in possesso del* n° 3/1960 *di* SELEZIONE RADIO TV *nel quale sono descritte dettagliatamente tutte le fasi di montaggio e sono riportati i valori di tensione e di corrente che si devono riscontrare nei vari punti del circuito relativi a questo ricevitore.*

4) *Aver adoperato condensatori da* 22.000 pF *i quali probabilmente saranno del tipo, con precisione di* ± 10%, *significa avere in partenza una differenza certa di almeno il* 12% *rispetto al valore richiesto cosa che può avere notevole importanza sulle operazioni di taratura, infatti non le sembra strano che nell'esemplare che funziona egregiamente sia stato montato regolarmente il condensatore richiesto da* 25.000 pF *mentre non funzionano regolarmente gli altri tre esemplari nei quali sono stati montati condensatori da* 22.000 pF? *Tale condensatore dovrebbe essere del tipo da* 25.000 pF, 25 V ± 5%. *Riteniamo perciò che l'inconveniente da lei notato trovi la sua sede nell'elemento che lei ha maggiormente trascurato.*

Le tensioni devono essere misurate in assenza di segnale: la tensione di base, di collettore e di emettitore e le relative correnti sono riportate nella tabella a pagina 29 *del numero di ST al quale abbiamo accennato più sopra.*

Sig. **VERONA E.** - Roma

Schema di un filtro cross-over

In figura 1 *è riportato lo schema del filtro desiderato avente le seguenti caratteristiche:*
Pendenza 12 dB/ottava - 1°) frequenza d'incrocio 350 Hz, L1 = 9,9 mH, C1-C2 = 20 μF 2°) frequenza d'incrocio 5000 Hz, L2 = = 0,71 mH, C3-C4 = 1,5 μF.

Tenga presente che presso la ditta G.B.C., sono disponibili diversi tipi di filtri CROSS-OVER, della nota ditta PIRLEX, adatti per altoparlante medio, woofer e tweeter.

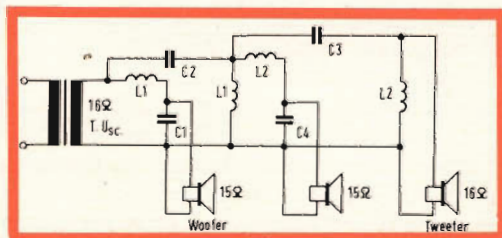



Fig. 1 - Schema elettrico di un filtro cross-over.

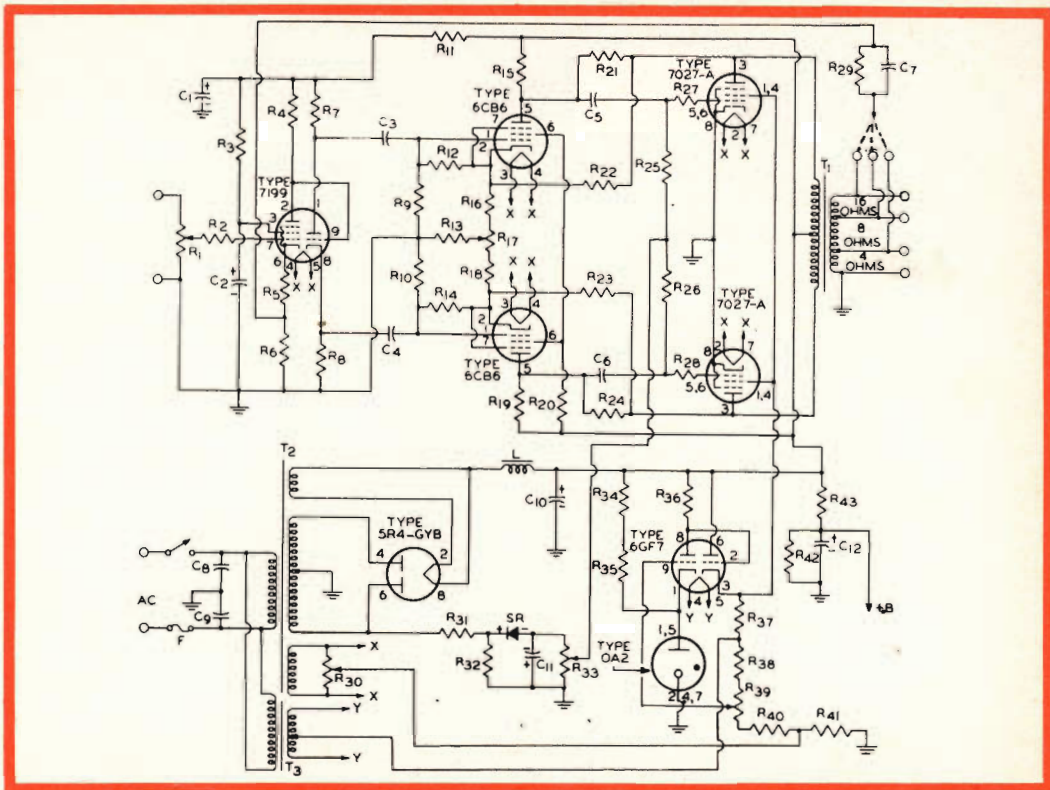



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi da 50 W.

Sig. **COSTA A.** - Genova, **MORANDI C.** - Roma

Schema di amplificatore da 50 W con valvole tipo americano

In figura 1 *è riportato lo schema di un ottimo amplificatore HI-FI avente una potenza di uscita di circa* 50 W, *nel quale si fa uso delle valvole richieste. Per la sua costruzione si devono osservare quelle norme che sono comuni a questo genere di montaggi.*

A montaggio terminato, dopo aver provato le tensioni, è necessario effettuare le seguenti operazioni di messa a punto:

a) *Con la valvola* 5R4-GYB *estratta dal rispettivo porta-zoccolo regolare il potenziometro* R33 *in modo da leggere* −40 V *fra il punto di giunzione di* R25 *e* R26 *e la massa.*

b) *Con l'altoparlante incluso, regolare il potenziometro* R39 *in modo da leggere* 400 V *fra il piedino* 2 *della valvola* 6GF7 *e la massa.*

c) *Dopo aver cortocircuitato l'entrata regolare il potenziometro* R30 *in modo da ottenere il minimo « hum » all'altoparlante.*

d) *Con il circuito di entrata aperto e con il controllo di volume* R1 *nella posizione di massimo regolare il potenziometro* R17 *per il minimo « hum » all'altoparlante.*

Componenti:

C1-C2 = 40 μF, 450 V elettrolitici; C3-C4 = = 0.02 μF carta, 400 V; C5-C6 = 1 μF carta, 400 V; C7 = 0,002 μF per presa a 4 Ω, 0,0015 μF per presa a 8 Ω, 0,001 μF per presa a 16 Ω, carta, 400 V; C8-C9 = = 0,05 μF carta, 600 V; C10 = 20 μF elettrolitico, 600 V; C11 = 100 μF elettrolitico, 150 V; C12 = 40 μF elettrolitico, 450 V.

R1 = 0,5 MΩ, potenziometro volume; R2 = = 4,7 kΩ, 1/2 W; R3 = 0,82 MΩ, 1/2 W; R4 = 0,22 MΩ, 1/2 W; R5 = 820 Ω, 1/2 W;

R6 = 10 Ω, 1/2 W; R7-R8 = 15 kΩ, 2 W; R9-R10 = 1,5 MΩ, 1/2 W; R11 = 33 kΩ, 2 W; R12-R14 = 1.3 MΩ, 1/2 W; R13 = = 47 Ω, 1/2 W; R15-R19 = 150 kΩ, 1/2 W; R16-R18 = 390 Ω, 1/2 W; R17 = = 500 Ω potenziometro (*vedere testo*); R20 = 150 kΩ, 1 W; R21-R24 = 330 kΩ, 1 W; R22-R23 = 120 kΩ, 2 W; R25-R26 = = 100 kΩ, 1/2 W; R27-R28 = 4,7 kΩ, 1/2 W; R29 = 600 Ω per presa a 4 Ω, 820 Ω per presa a 8 Ω, 1,2 kΩ per presa a 16 Ω, 1/2 W; R30 = 100 Ω potenziometro (*vedere testo*); R31 = 120 kΩ, 5 W; R32-R34-R35-R37 = 33 kΩ, 2 W; R33 = = 50 kΩ potenziometro (*vedere testo*); R36 = 270 kΩ, 1 W; R38 = 10 kΩ, 1 W; R39 = 25 kΩ potenziometro (*vedere testo*); R40 = 15 kΩ, 2 W; R41 = 12 kΩ, 2 W; R42 = 220 kΩ, 2 W; R43 = 22 kΩ, 2 W.
SR = rettificatore al selenio 20 mA, 135 V_{eff}.
T1 = trasformatore di uscita per push-pull 5000 Ω placca a placca con risposta di frequenze da 10 a 40.000 Hz.
T2 = Trasformatore di alimentazione secondario 600-0-600 V, 200 mA; 6,3 V, 5 A; 5 V, 3 A.
T3 = Trasformatore di filamento a 6,3 V, 1 A con presa centrale.

Sig. **BALANDI F.** - Alessandria

Apparecchio per controllo cristalli

Se l'apparecchio del quale ci ha inviato lo schema funge ottimamente e consente il controllo dei cristalli sulle gamme richieste, riteniamo che sia inutile fornirlo di un modulatore il quale peggiorerebbe senz'altro la qualità del controllo. All'inconveniente della ricerca delle frequenze emesse potrebbe rimediare facendo uso di un ricevitore munito di BFO *in modo da provocare il battimento con la frequenza portante.*
In figura 1 *riportiamo lo schema di un semplicissimo multivibratore realizzato con due transistori* OC70 (*oppure* OC71). *La tensione di rilassamento può essere variata a piacere modificando il valore del condensatore* C1. *Usando una capacità di* 10.000 pF *si otterrà una frequenza dell'ordine dei* 100 Hz, *con un condensatore da* 100 pF *la frequenza sarà di circa* 6500 Hz.

Sig. **CERRONI M.** - Roma

Amplificatore per chitarra

I transistori 36TI *possono essere sostituiti con altri del tipo* OC42 *o* OC43.
*Per quanto concerne i trasformatori può usare i tipi destinati all'*OC74 *che sono forniti dalla G.B.C.*
Alcuni schemi relativi al vibrato saranno pubblicati prossimamente in questa stessa rubrica.

Sig. **ZATTONI A.** - Forlì

Sintonizzatore FM

Come scatola di montaggio la G.B.C. dispone del sintonizzatore SM/1254 *il quale potrebbe essere modificato in modo da usare soltanto la sezione destinata alla FM.*
La G.B.C. dispone altresì delle scatole di montaggio EICO relative al SINTONIZZATORE PER FM mod. HFT 90 *che consente di ottenere una risposta di frequenza lineare da* 20 *a* 20.000 Hz ± 1 dB. (*Sono impiegate otto valvole compreso l'indicatore di sintonia*) *e dell'altra scatola, naturalmente più costosa, relativa al SINTONIZZATORE STEREO FM MULTIPLEX* Mod. ST97. *Quest'ultima consente la ricezione monoaurale FM e la ricezione stereofonica FM multiplex mediante l'abbinamento di un sensibilissimo sintonizzatore FM e di un adattatore per il secondo canale FM del tipo* MX99. *Il relativo circuito comprende* 13 *valvole più sei diodi.*

Fig. 1 - Schema elettrico di un semplice multivibratore.

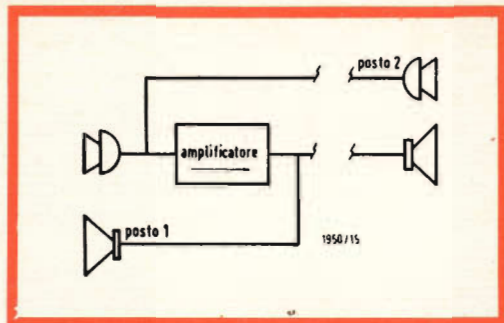



Fig. 1 - Collegamenti per effettuare comunicazioni interfoniche dirette fra due posti.

Sig. **BENDETTI G.** - Firenze

Collegamento altoparlanti ad un amplificatore interfonico

La figura 1 rappresenta i collegamenti che occorre effettuare qualora si desideri realizzare comunicazioni-interfoniche dirette fra due posti senza eseguire alcuna commutazione. Naturalmente è opportuno agire in modo che fra il microfono e l'altoparlante non si verifichi l'effetto Larsen.

La figura 2 indica la disposizione da seguire per collegare fra loro due posti ma facendo uso degli stessi altoparlanti come microfono, ciò, naturalmente previa, commutazione.

La figura 3 infine, indica i collegamenti richiesti per il collegamento fra loro di quattro posti.

Sig. **BALANDI F.** - Alessandria

A proposito di un misura campo

Come abbiamo già fatto presente in altra occasione, in considerazione dell'elevato numero di lettere che ci perviene dai nostri lettori, non ci è assolutamente possibile eseguire calcoli relativi ai circuiti sottoposti al nostro esame anche se si riferiscono a modifiche da apportare a schemi pubblicati sulla rivista.

D'altra parte le apparecchiature descritte sulla rivista devono essere realizzate secondo i concetti espressi dagli autori. Eventuali modifiche possono portare a notevoli miglioramenti ma devono essere effettuate da chi ne intraveda tale possibilità.

Nulla vieta, nel suo caso, di usare un supporto da 12 mm, ma data l'esiguità del costo e dello spazio guadagnato, ci sembra non sia consigliabile propendere per una tale soluzione anche per il fatto che molto probabilmente il rendimento dell'apparecchio diminuirebbe sensibilmente.

I terminali delle bobine potrebbero essere ridotti anche a due soltanto (eliminando fra l'altro la bobina del circuito di antenna) ma in tal modo oltre a peggiorare notevolmente le caratteristiche dello strumento, si verrebbe a progettare un nuovo circuito del quale si dovrà assumere l'onere della messa a punto. Nel caso persista nel suo punto di vista le potrà essere utile prendere visione del circuito relativo al Grid Dip descritto nel numero 3/1963 della rivista.

Fig. 2 - Collegamento fra due posti facendo uso degli stessi altoparlanti come microfono.

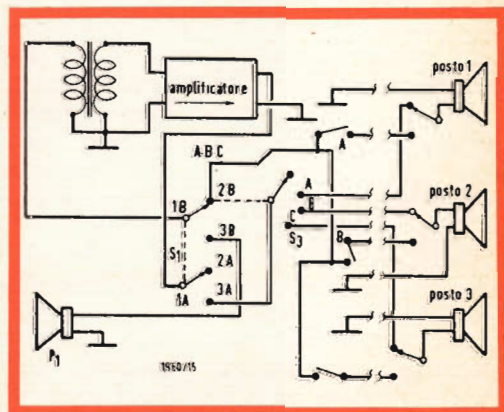



Fig. 3 - Collegamenti richiesti per l'inserzione di quattro posti.

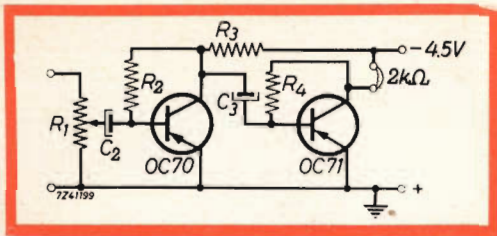



Fig. 1 - Schema elettrico del signal-tracer.

Sig. **PETRACCONE M.** - Potenza

Schema di Signal tracer

In figura 1 *è rappresentato lo schema di un semplice ma molto efficiente signal tracer a due transistori il quale è stato progettato per rivelare i difetti nei circuiti di bassa frequenza e che con l'impiego di una sonda del tipo illustrato in figura* 2 *può essere usato per controlli nei circuiti RF e FI.*
La resistenza R1 *deve essere regolata in modo da ottenere una corrente di collettore di circa* 1 mA.
Valori dei componenti:
C1 = 10.000 pF; C2-C3 = 10 μF elettrolitico 9 V.
R1 = 100.000 Ω; R2 = 220.000 Ω; R3 = = 4700 Ω; R4 = 100.000 Ω.
Non appena ci sarà possibile non mancheremo di pubblicare lo schema di un signal tracer più complesso.

Sig. Sac. **RICCI A.** - Siena

Organo elettronico

Un organo elettronico del tipo da lei desiderato costituisce una apperecchiatura molto complessa della quale non ci è facile rintracciare lo schema desiderato, completo dei dati costruttivi.

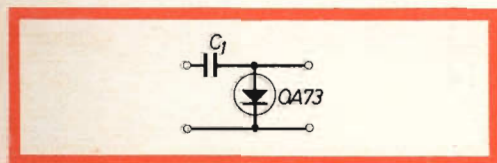



Fig. 2 - Sonda da usare in combinazione col signal-tracer.

A tale scopo le consigliamo di procurarsi i manuali ELECTRONIC ORGAN FOR THE HOME CONSTRUCTOR di ALAN DOUGLAS nei quali sono riportate tutte le istruzioni relative alla costruzione di un organo elettronico destinato alle chiese. Questo volume è edito dalla SIR ISAAC PITMAN & SONS LTD, Pitman House, Parker Street, KINGSWAY, WESTCENT, LONDON Inghilterra, e può richiederlo tramite qualsiasi libreria che effettua ordinazioni di carattere internazionale.

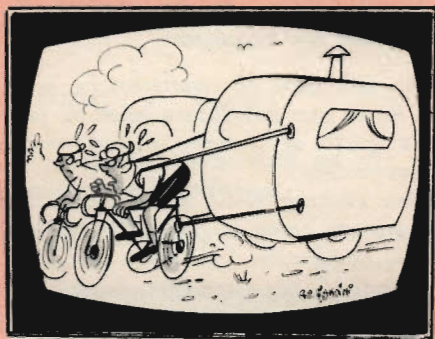
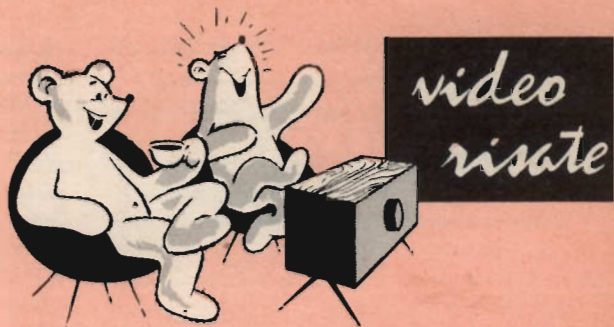
Sig. **NESTA R.** - Roma

Trasformatori per transistori

Fornendo loro tutte le caratteristiche necessarie, a Roma non dovrebbero mancare laboratori in grado di costruire i trasformatori che le interessano.
A Milano esistono molte ditte specializzate in tale materia come la Ditta RAIMONDI Piero, Via Lombardini 5, *la Ditta BEZZI V., Via F. Poggi* 14, *ma è evidente che esse possono accettare esclusivamente ordinazioni di una certa consistenza.*

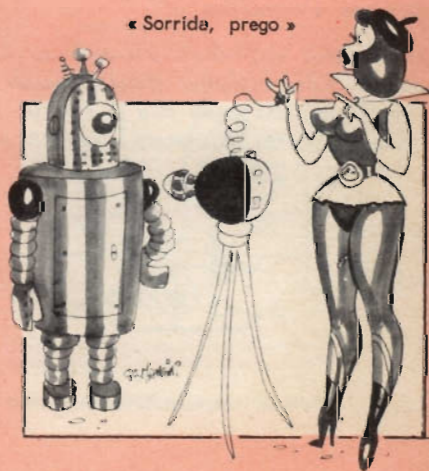
Sig. **CANEPA G.** - Treviso

Controllo automatico

Purtroppo non siamo in grado di fornirle lo schema richiesto che dovrebbe essere oggetto di studio e di prove pratiche che non possiamo effettuare. D'altra parte non ci è stato possibile rintracciare nella letteratura tecnica qualcosa di simile.
Qualora in avvenire ci pervenga uno schema simile non mancheremo di pubblicarlo sulla rivista.
Potrebbe in parte risolvere il suo problema ricorrendo all'uso di due MIXER PROFESSIONALI del tipo descritto nel n° 9/10-1962 *di SELEZIONE RADIO TV collegando il* 1° *ingresso di ciascun mixer ad un tipo diverso di apparecchiatura tramite un cavo per il comando a distanza.*
Il problema potrebbe essere anche risolto ricorrendo ad un tipo di comando a distanza simile a quello usato per i televisori effettuando le regolazioni tramite gli impulsi di frequenze diverse.
Restiamo a sua disposizione per rispondere ad un altro suo quesito.

« Se questa crisi degli alberghi continuerà, col fischio che un altr'anno mi prendono a 'sto giro!... »

« ...E piantala d'agitare continuamente la bandierina! Credi proprio che sia miope?!. »

« ...Se l'ho trovato veloce? Accidenti non credo di poterlo riconoscere se l'incontrerò altrove!... »

« Sorrida, prego »

UNITÀ PREMONTATE
PER RICEVITORE AM - FM

Tre unità separate costituiscono rispettivamente le sezioni di radio frequenza (R.F.), di frequenza intermedia (F.I.) e di bassa frequenza (B.F.) di un ricevitore transistorizzato, idoneo a ricevere la gamma delle onde medie a modulazione di ampiezza (A.M.), e la gamma delle onde metriche a modulazione di frequenza (F.M.).

Per realizzare un apparecchio radio ricevitore, oltre alle unità elencate nel sottotitolo, e descritte qui di seguito, occorrono i componenti che elenchiamo:

a) potenziometro per la regolazione del volume

b) altoparlante

c) antenna in ferrite con bobina di accordo

d) commutatore AM/FM

e) antenna a stilo per FM

Sintonizzatore PMS/A

Comprende la sezione R.F. della FM, nonchè il primario del primo filtro di banda. I transistori impiegati sono un AF 114 come amplificatore RF in un circuito con base comune ed un AF 115 come oscillatore-convertitore. Due diodi AA 119 sono impiegati come limitatori.

La gamma coperta dalla sezione FM è compresa fra 87,5 e 108 MHz. Il sintonizzatore comprende inoltre le sezioni del condensatore variabile che accordano i circuiti d'aereo e dell'oscillatore AM nonchè i relativi compensatori di allineamento.

La gamma coperta dalla sezione AM è compresa fra 525 e 1605 kHz. Per i collegamenti con l'antenna e con le altre unità, vedere fig. 8.

Le bobine dell'oscillatore e dell'aereo della sezione FM, i due compensatori di accordo, come pure il primario del filtro di banda sono preallineati e non necessitano pertanto di ulteriore messa a punto.

Amplificatore a frequenza intermedia PMI/A

Questa unità comprende il secondario del primo filtro di banda FM, collegato al sintonizzatore mediante accoppiamento capacitivo per corrente, un filtro di banda FM, un circuito ad accordo singolo FM e il rivelatore a rapporto. La stessa unità include l'oscillatore locale AM, un filtro di banda AM, un circuito ad accordo singolo ed il rivelatore.

Anche in questa unità tutte le bobine sono preallineate. La lunghezza dei cavi schermati che collegano il pannello della frequenza intermedia con il sintoniz-

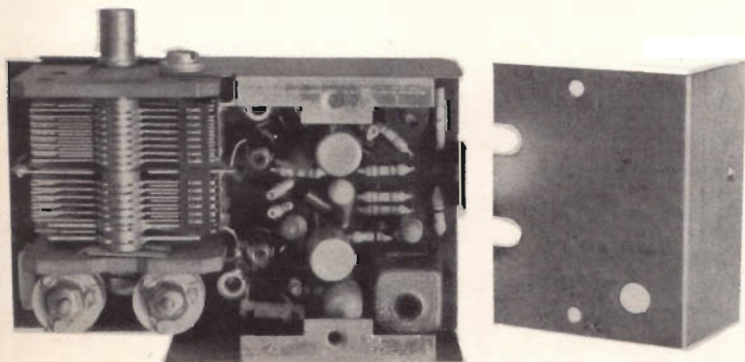



Fig. 1 - Interno del sintonizzatore PMS/A.

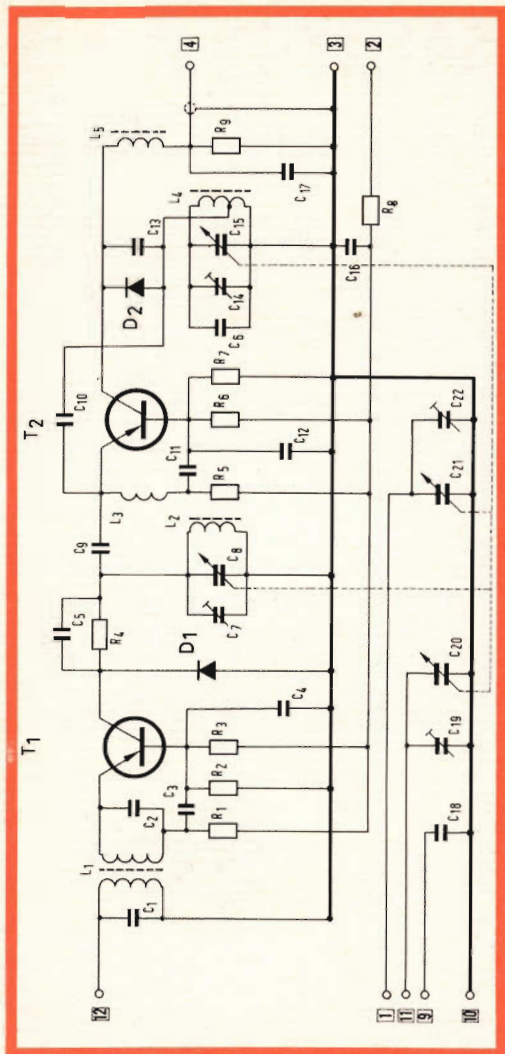
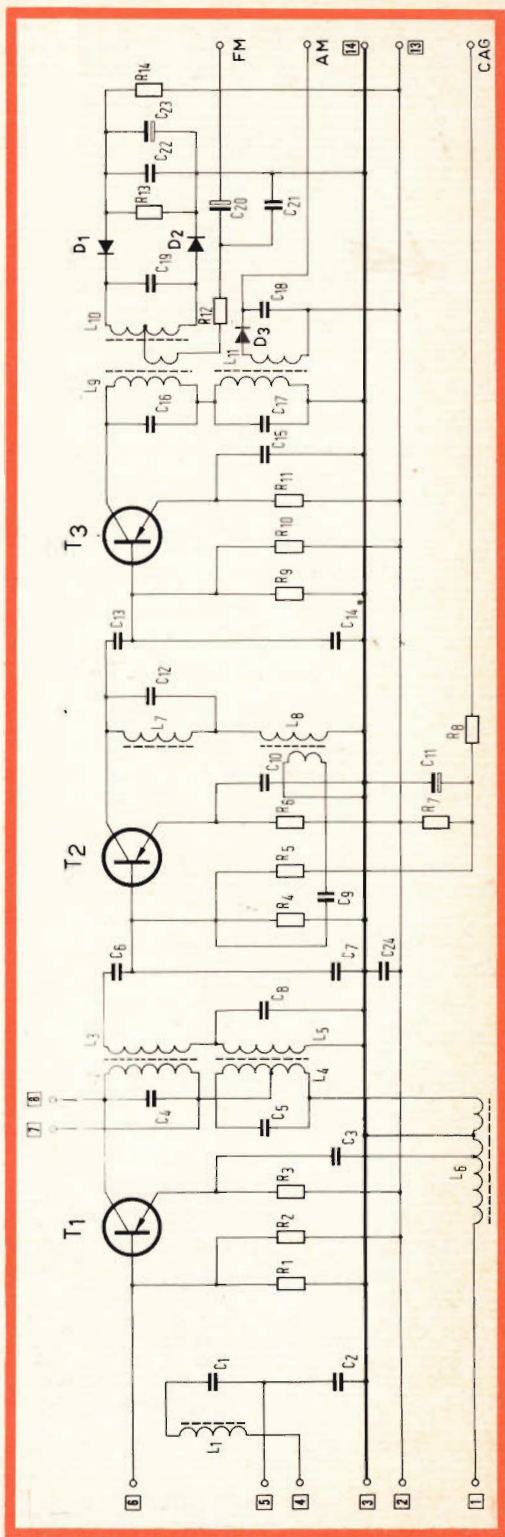



Fig. 2 - Schema elettrico del sintonizzatore PMS/A.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore a frequenza intermedia PMI/A.

zatore e con il commutatore di gamma non deve essere modificata: diversamente si pregiudicherebbe la taratura dei circuiti accordati. Se in qualche caso particolare si rendesse necessario variarne la lunghezza, sarà indispensabile un ritocco della taratura dei circuiti accordati.

I valori delle frequenze intermedie sono 470 kHz per l'AM, e 10,7 MHz per la FM.

Componenti di fig. 2

R_1	820 Ω ± 10 %, 1/8 W
R_2	10 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_3	2,2 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_4	120 Ω ± 10 %, 1/8 W
R_5	820 Ω ± 10 %, 1/8 W
R_6	2,2 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_7	10 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_8	100 Ω ± 10 %, 1/8 W
R_9	68 Ω ± 10 %, 1/8 W
C_1	4,7 pF ± 0,5 pF, 30 VL
C_2	33 pF ± 5 %, 30 VL
C_3	1,2 nF ± 20 %, 500 VL
C_4	1,2 nF ± 20 %, 500 VL
C_5	1,2 nF ± 20 %, 500 VL
C_6	3,9 pF ± 0,5 pF, 500 VL
C_7	0,8-6,8 pF regolabile
$C_{8\text{-}15\text{-}20\text{-}21}$	Cond. variabili
C_9	3,9 pF ± 0,5 pF, 30 VL
C_{10}	8,2 pF ± 0,5 pF, 30 VL
C_{11}	470 pF ± 20 %, 500 VL
C_{12}	1,2 nF ± 20 %, 500 VL
C_{13}	120 pF ± 2 %, 30 VL
C_{14}	0,8-6,8 pF regolabile
C_{16}	2,2 nF ± 20 %, 500 VL
C_{17}	6,8 nF ± 10 %, 500 VL
C_{18}	47 nF ± 20 %, 30 VL
C_{19}	3,5-13,5 pF regolabile
C_{22}	3,5-13,5 pF regolabile
T_1	AF 114
T_2	AF 115
D_1	AA 119
D_2	AA 119

Componenti di fig. 3

R_1	18 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_2	5,6 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_3	1,8 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_4	100 kΩ ± 5 %, 1/8 W
R_5	2,7 kΩ ± 5 %, 1/8 W
R_6	680 Ω ± 5 %, 1/8 W
R_7	18 kΩ ± 5 %, 1/8 W
R_8	22 kΩ ± 5 %, 1/8 W
R_9	18 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_{10}	5,6 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_{11}	1,5 kΩ ± 10 %, 1/8 W
R_{12}	100 Ω ± 10 %, 1/8 W
R_{13}	18 kΩ ± 5 %, 1/8 W
R_{14}	560 kΩ ± 5 %, 1/4 W
C_1	220 pF ± 5 %, 33 VL
C_2	2000 pF ± 5 %, 33 VL
C_3	22 nF ± 20 %, 30 VL
C_4	220 pF ± 5 %, 33 VL
C_5	1000 pF ± 5 %, 33 VL
C_6	300 pF ± 5 %, 33 VL
C_7	1750 pF ± 5 %, 33 VL
C_8	1000 pF ± 5 %, 33 VL
C_9	5,6 pF ± 0,5 pF, 30 VL
C_{10}	27 nF ± 10 %, 160 VL
C_{11}	10 µF elettrol., 10 VL
C_{12}	2500 pF ± 5 %, 33 VL
C_{13}	300 pF ± 5 %, 33 VL
C_{14}	1500 pF ± 5 %, 33 VL
C_{15}	27 nF ± 10 %, 160 VL
C_{16}	220 pF ± 5 %, 33 VL
C_{17}	2000 pF ± 5 %, 33 VL
C_{18}	22 nF ± 20 %, 30 VL
C_{19}	68 pF ± 5 %, 125 VL
C_{20}	10 µF elettrol., 10 VL
C_{21}	47 nF ± 20 %, 30 VL
C_{22}	470 pF ± 20 %, 500 VL
C_{23}	10 µF elettrol., 10 VL
C_{24}	22 nF ± 20 %, 30 VL
T_1	AF 116
T_2	AF 116
T_3	AF 116
D_1 D_2	2 x AA 119
D_3	AA 119

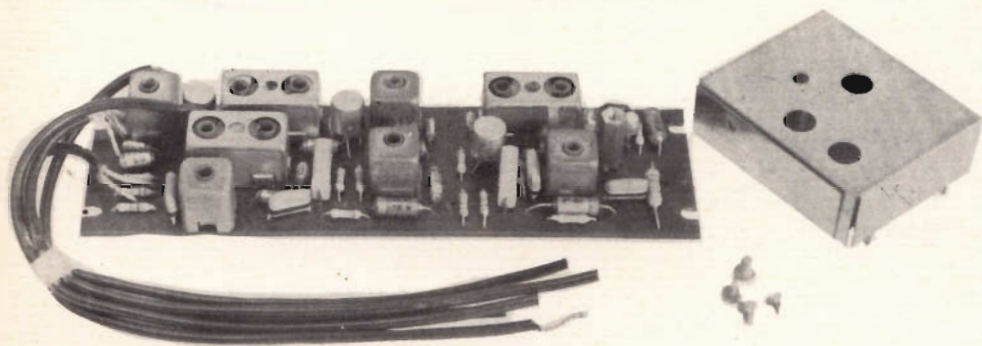



Fig. 4 - Pannello dell'amplificatore a frequenza intermedia, PMI/A.

In queste unità sono impiegati tre transistori AF 116 in circuito ad emettitore comune, due diodi accoppiati AA 119 per il discriminatore ed un diodo AA 119 per il rivelatore AM.

Amplificatore di bassa frequenza PMB/A

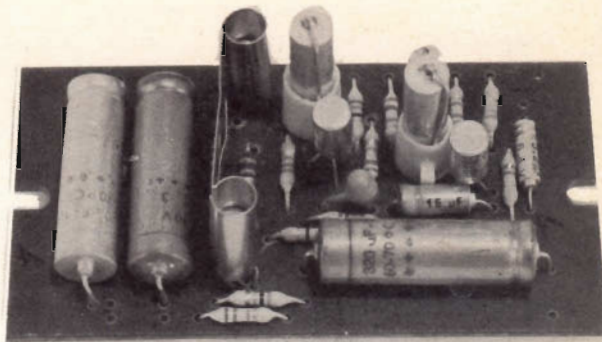
È composto da una coppia di transistori AC 127/128 funzionanti in classe B in un circuito a simmetria complementare e di due stadi di amplificazione, pilota e preamplificatore, equipaggiati rispettivamente con i transistori AC 126 e AC 125.

L'impedenza di uscita è di 8 ÷ 10 Ω.

COMPONENTI NECESSARI PER COMPLETARE IL RICEVITORE

1) Potenziometro da 5 kΩ logaritmico per la regolazione del volume (Philips E 098 DG/20 B 28).
2) Altoparlante con impedenza da 8 ÷ 10 Ω a 1000 Hz (Philips AD 3460 SX/06).

Fig. 5 - Pannello dell'amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

3) Antenna in ferrite gradazione IV B. In base alle proprie esigenze il costruttore potrà scegliere tra i seguenti tipi: C 8/140, C 9,5/160, C 9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125.

La bobina di accordo di aereo AM deve avere una induttanza di circa 420 μH ed un fattore di merito a vuoto (montata nel ricevitore) compreso tra 80 e 100. Le spire del secondario di base del transistore

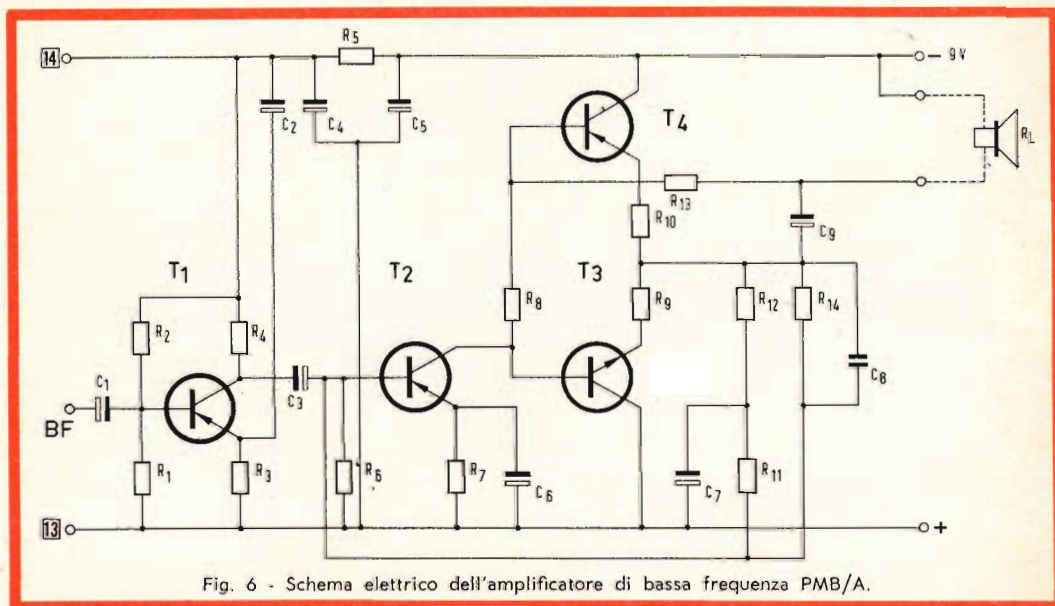



Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

Componenti

R_1	22 kΩ ± 10 %, 1/8 W	R_{10}	2,2 Ω ± 5 %, 1/4 W	C_4	320 μF elettrolitico, 10 VL
R_2	150 kΩ ± 10 %, 1/8 W	R_{11}	6,8 kΩ ± 10 %, 1/8 W	C_5	320 μF elettrolitico, 10 VL
R_3	2,2 kΩ ± 10 %, 1/8 W	R_{12}	2,7 kΩ ± 10 %, 1/8 W	C_6	125 μF elettrolitico, 2,5 VL
R_4	8,2 kΩ ± 10 %, 1/8 W	R_{13}	560 Ω ± 10 %, 1/8 W	C_7	16 μF elettrolitico, 10 VL
R_5	100 Ω ± 10 %, 1/8 W	R_{14}	68 kΩ ± 10 %, 1/8 W	C_8	220 pF pin-up,
R_6	1,5 kΩ ± 10 %, 1/8 W	R_L	8 ÷ 10 Ω altoparlante	C_9	320 μF elettrolitico, 10 VL
R_7	82 Ω ± 10 %, 1/8 W	C_1	3,2 μF elettrolitico, 6,4 VL	T_1	AC 125
R_8	43 Ω ± 5 %, 1/8 W	C_2	64 μF elettrolitico, 10 VL	T_2	AC 126
R_9	2,2 Ω ± 5 %, 1/4 W	C_3	16 μF elettrolitico, 10 VL	$T_{3/4}$	AC 127/128
					Aletta raffreddamento 56226

convertitore dovranno essere strettamente accoppiate al lato freddo del circuito accordato. Per ottenere una buona sensibilità ed un buon rapporto segnale-disturbo il rapporto spire np/ns sarà compreso tra 20 e 30.

Ad esempio, con un'antenna C 9,5/200 occorrono 70 spire affiancate di filo litz 8 x 0,04 per il circuito accordato e 3 spire del medesimo tipo di filo per il secondario di base.

4) Commutatore di gamma.

È necessario un commutatore o pulsantiera che permetta di effettuare quattro commutazioni. È possibile inserire un circuito per il controllo di tono formato da un potenziometro logaritmico da 5 kΩ con in serie un condensatore da 0,1 μF collegati fra gli estremi del potenziometro del volume. L'interruttore di accensione potrà essere abbinato al potenziometro o al commutatore di gamma in modo da interrompere uno qualsiasi dei collegamenti dell'alimentazione.

5) Antenna FM.

Per una buona ricezione anche in zone marginali si dovrà impiegare un'antenna telescopica a stilo orientabile, lunga da 80 a 90 cm.

DATI TECNICI

1 - SINTONIZZATORE FM

Impedenza d'ingresso
60 Ω.

Guadagno di potenza
15 ÷ 17 dB, definito come rapporto tra la potenza all'ingresso del primo transistore FI (carico equivalente 560 Ω) e la potenza all'ingresso d'antenna (60 Ω).

Irradiazione (misurata secondo le norme ANIE)
Fondamentale
< 60 μV/m.
II' armonica
< 20 μV/m.

2 - AMPLIFICATORE FI

SEZIONE FM

Sensibilità con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz
< 16 μV applicati in base del 1° transistore amplificatore F.I. per 2 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 kΩ).

Reiezione AM (secondo le norme ANIE)
> 25 dB.

SEZIONE AM

Sensibilità con m = 0,3 e f = 400 Hz
< 0,5 μV applicati in base del 1° transistore F.I. per 5 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 kΩ).

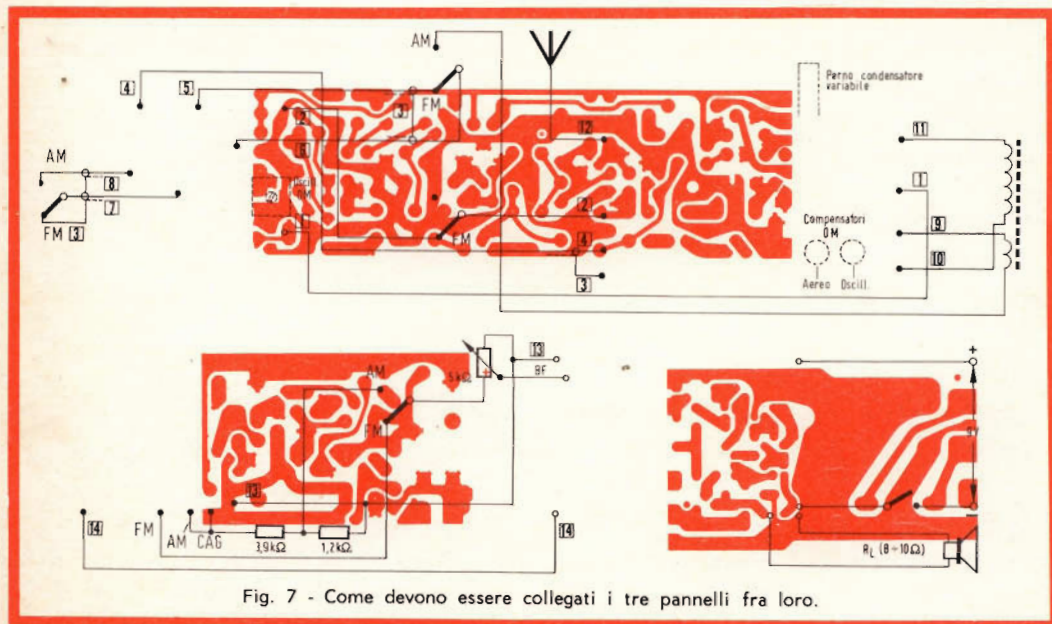



Fig. 7 - Come devono essere collegati i tre pannelli fra loro.

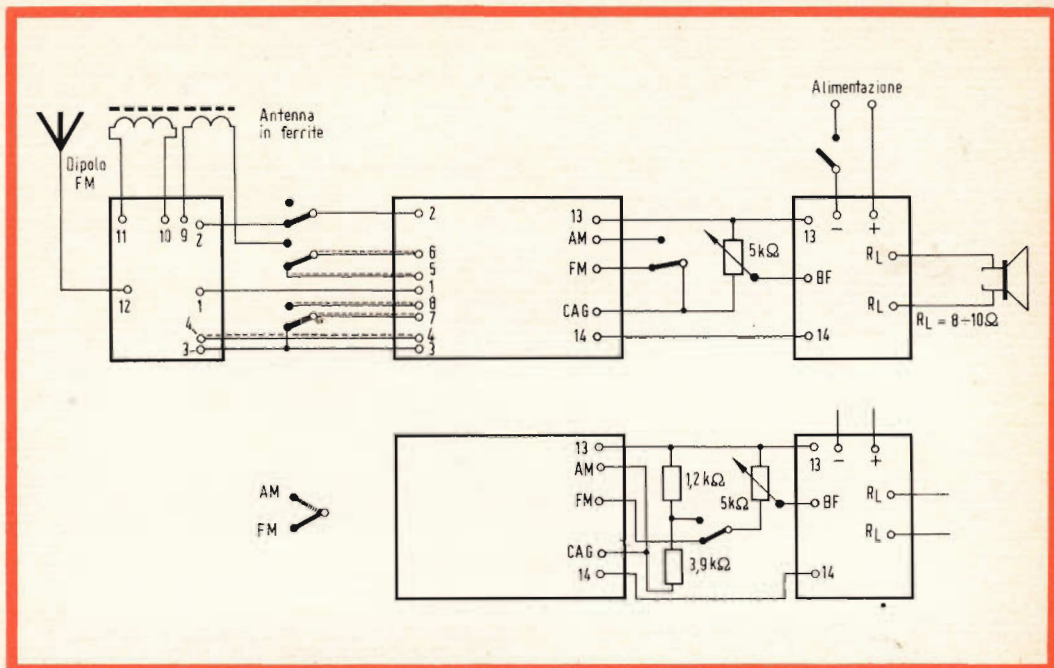



Fig. 8 (in alto) - Collegamenti elettrici fra i tre pannelli. (In basso) Variante di collegamento per il pannello di B.F.

3 - BASSA FREQUENZA

Sensibilità

< 2 mV (1 kHz in base dell'AC 125) per una potenza d'uscita P_u = 50 mW.

Distorsione a 50 mW

< 2 %.

Sensibilità alla massima potenza

< 7 mV (1 kHz in base dell'AC 125) per una potenza d'uscita P_u = 500 mW.

Distorsione a 500 mW

< 8 %.

Banda passante

100 ÷ 12.000 Hz a — 3 dB misurata rispetto 50 mW a 1 kHz.

Consumo

≃ 100 mA per potenza di uscita P_u = 500 mW.

PRESTAZIONI DEL RICEVITORE COMPLETO

SEZIONE FM

Sensibilità con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz

< 2 μV per potenza di uscita di 50 mW.

Rapporto segnale-disturbo con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz

30 dB con segnale di antenna < 8 μV.

Sensibilità con Δf = 75 kHz e f = 1000 Hz

< 25 μV per potenza di uscita di 50 mW.

Distorsione con Δf = 75 kHz e f = 1000 Hz

< 3 % per potenza di uscita di 50 mW.

Selettività

≥ 45 dB a ± 300 kHz.

Larghezza di banda a — 3 dB

≥ 150 kHz.

SEZIONE AM

Sensibilità con m = 0,3 a 400 Hz

100 μV/m per potenza di uscita di 50 mW.

Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz

26 dB con 560 μV/m.

Selettività a ± 9 kHz

> 30 dB.

C.A.G.

Δ V_{BF} = 10 dB per Δ V_{RF} (misurata secondo le norme C.E.I.).

Per corrispondere alle richieste dei clienti, la G.B.C. in accordo con la PHILIPS, ha immesso nella sua rete di distribuzione le unità premontate descritte in questo articolo, i cui prezzi sono:

Z/175 amplificazione FI	L. 6.200
Z/176 sintonizzazione AM/FM	L. 4.800
Z/174 amplificazione BF	L. 2.900

L'ALTA FEDELTA' E IL DECIBEL

di George Whitby

Continuiamo il nostro diario di riparatori, seguendo il sistema già in precedenza attuato, e cioè, prima con la costatazione del difetto, indi la ricerca scientifica di esso ed infine con la descrizione del funzionamento normale dello stadio o degli stadi esaminati.
Attualmente, il decibel è usato correntemente nella elettro acustica parlando di amplificatori ad alta fedeltà, di registratori a nastro cc.; tuttavia, malgrado ciò, il significato di questo termine non è sempre chiaramente compreso. Con questo articolo cercheremo di spiegarne il significato e l'impiego pratico, in modo che dubbi e perplessità da parte del radio amatore abbiano a scomparire.

La sensazione uditiva ed il decibel

La legge di Weber dice che, i nostri sensi, di fronte ad uno stimolo luminoso o suono, reagiscono con sensazioni ad esso proporzianali. Più semplicemente ciò vuol dire che l'intensità con la quale l'occhio percepisce la luce, o l'orecchio il suono, non dipende da variazioni uniformi dello stimolo, ma dal grado col quale i sensi, già stimolati da un precedente raggio di luce o da suoni preesistenti, reagiscono alla variazione della loro intensità.

Un'esperienza corrente di questa legge è quella visiva. Il contrasto tra luce ed ombra in una qualsiasi immagine televisiva, o cinematografica, può essere scientificamente predeterminato e fissato, ma poichè l'occhio umano mette in relazione questo contrasto con l'intensità della luce esistente nell'ambiente, ne risulta che esso viene indebolito dalla luce del giorno ed esaltato quando la luce nell'ambiente è attenuata.

Poichè tanto le immagini cinematografiche quanto quelle televisive vengono normalmente osservate nella semi-oscurità, si arriva, quando il rapporto luminosità contrasto è molto forte, ad una sensazione spiacevole ed anche dolorosa per gli occhi.

Un'altra sensazione la troviamo nella scala musicale, osservando la tastiera di un pianoforte, fig. 1, gli intervalli o spazi tra un passo (tasto) e l'altro, non è costituito da un numero fisso di cicli (ciò che provocherebbe una forte dissonanza), ma da un rapporto commisurato ai passi immediatamente superiori od immediatamente inferiori. I rapporti tra le ottave sono di 2 : 1, quello tra i toni (che sono un sesto dell'ottava) di 1.122 : 1.

Anche i rumori sono percepiti dall'orecchio in relazione ai suoni già presenti come sfondo (fondo). Il colpo dato ad una palla da golf risuona molto forte in un campo tranquillo dove non ci sono altri suoni, ma si perde completamente — anche se la sua intensità è la stessa — quando intorno vi è il traffico di una strada principale.

Sono questi, tre esempi di applicazione della legge fisiologica di Weber.

Intensità del suono

La potenza del colpo dato alla palla da golf, citato nell'ultimo esempio, rappresenta l'intensità del suono, essa può essere equiparata alla potenza elettrica in un circuito, ed è proporzionale al quadrato della pressione dell'onda sonora.

In un circuito elettrico la potenza è proporzionale al quadrato della tensione applicata ai capi della resistenza costituente il carico. Infatti: $W = V \times I$.

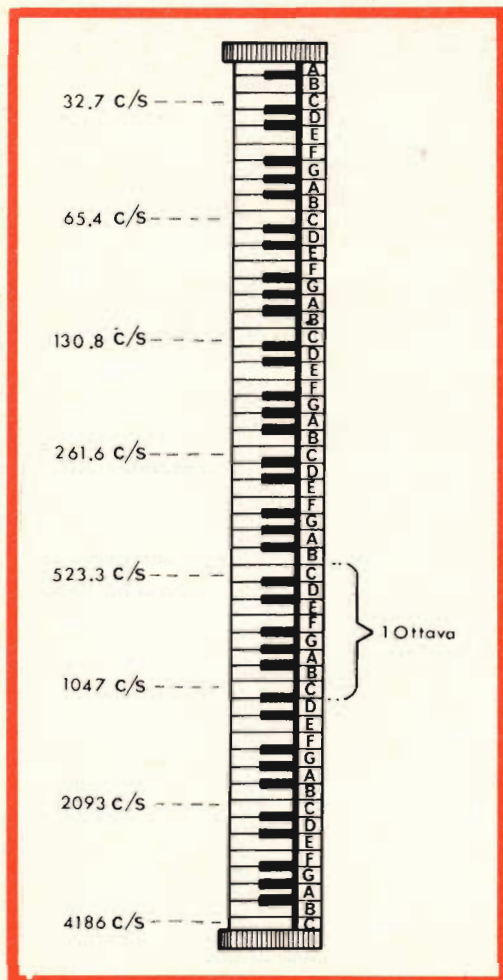



Fig. 1 - La distribuzione delle frequenze in una tastiera di pianoforte.

Poichè $I = \dfrac{V}{R}$, possiamo scrivere

$$W = \frac{V \times V}{R} \text{ e cioè } W = \frac{V^2}{R}.$$

Il rumore è soggettivo, è cioè una sensazione personale ricevuta attraverso l'orecchio, infatti per una persona di udito debole, il livello sonoro, a parità di intensità, è più basso per una persona di udito debole rispetto ad una di udito normale, e questa è meno sensibile di quanto non lo sia un esperto musicista. Per poter produrre variazioni uguali di sonorità in più o in meno, l'intensità della sorgente sonora deve essere variata a gradi, in modo che il rapporto tra l'intensità iniziale ed il nuovo livello rimanga costante. Questo è proporzionale al rapporto logaritmico dell'intensità del suono.

Il Decibel

L'adozione del decibel si rese necessaria allorchè si volle disporre di un'unità di misura che consentisse la misura del valore di variazione di intensità sonora, in un complesso di amplificatori, di trasformatori di potenza, di attenuatori, ecc. Fattore essenziale nella scelta di questa unità, fu la possibilità di ridurre ad una addizione algebrica l'operazione per trovare l'amplificazione globale, o la perdita, di una catena, o di parte di essa, ed evitare così noiosi calcoli per determinare per esempio la potenza d'entrata necessaria in una catena di comunicazione per ottenere una data potenza d'uscita a distanza determinata.

Venne così deciso di scegliere, per questa unità di perdita o di guadagno, un rapporto dieci a uno che venne chiamato « Bel » da A. Graham Bel inventore del telefono. Ciò voleva significare che un guadagno di potenza (di amplificazione) di dieci volte equivaleva ad un Bel, un guadagno di 1000 volte tre Bel e così via. Dato, però, che un rapporto simile si dimostrava troppo grande, fu scelto un suo sottomultiplo, e cioè il **decibel**, pari ad un decimo di Bel. In forma abbreviata il decibel viene indicato con il simbolo « dB ».

Quindi, un rapporto di potenza di dieci a uno corrisponde a 10 dB, quello di cento a uno equivale a 20 dB, di 1.000 a 30 dB. Essendo la relazione logaritmica, moltiplicare un guadagno vuol dire sommare dei rapporti in decibel viceversa, dividerlo vuol dire sottrazione degli stessi. Ottenere 10 dB di guadagno, vuol dire ottenere una amplificazione di dieci volte; per 20 dB l'amplificazione è quindi 100 volte e così via. Si verifica il contrario in termini di perdita quando cioè i decibel vengono detratti.

È abbastanza semplice fare mentalmente la conversione dei rapporti di potenza in decibel quando tali rapporti sono multipli di dieci, ma quando non lo sono, le cose cambiano. Se il rapporto dell'entrata è in P_{in} e quello all'uscita P_{out}, tra essi esiste la relazione: 10 $\log_{10} (P_{out}/P_{in})$, che dà la soluzione in decibel.

È importante tener presente che il decibel è basicalmente un'unità di confronto tra due potenze e non può esistere senza che venga specificato un livello di riferimento od un livello « zero », rispetto a cui viene confrontata la seconda grandezza (o tensione).

Questo livello zero può essere del tutto arbitrario, a seconda della necessità, oppure può essere costituito da un livello zero convenzionale, che è di un milliwatt in Europa e nel Regno Unito, e di 6 milliwatt negli USA. Se la potenza « zero » viene dissipata nel carico resistivo, specificato convenzionalmente, di 600 Ohm (come si usa nel Regno Unito) il livello di tensione zero è di 0,775 volt R.M.S.

Il decibel come unità acustica

Quando ci si rese conto che le variazioni uniformi di sonorità erano press'a poco proporzionali al rapporto logaritmico dell'intensità del suono, è stato chiaro che il decibel poteva essere usato come unità acustica e costituire un ponte per l'intervallo tra la riproduzione (elettrica) del suono e la percezione (psicologica) dello stesso da parte dell'orecchio umano; si aveva in tal modo una misura per fissare l'uscita elettrica di un riproduttore (sia esso un amplificatore, un registratore a nastro od un ricevitore radiofonico) in termini riferibili direttamente alla percezione umana del suono.

In breve, usando il decibel era possibile avere per la prima volta un misuratore di fedeltà.

Il decibel acustico è identico al suo equivalente nelle comunicazioni, ed è un rapporto di due intensità di suono che può essere considerato, come già spiegato più sopra, come una potenza acustica. Il valore zero acustico può essere quello convenzionale, basato su di un livello zero, precedentemente concordato, di sonorità acustica, oppure può essere fissato a volontà a seconda di come si voglia eseguire la misura.

La variazione di 1 dB nell'intensità sonora è la minima variazione percepibile dall'orecchio umano; una variazione di 2 dB è comunemente rilevata dalla maggior parte degli ascoltatori, l'orecchio esercitato di un musicista può rilevare anche una variazione minore di 1 dB.

Di norma però, un suono la cui variazione sia inferiore ad 1 dB non può essere percepito da orecchio umano. Questo non si riferisce soltanto alla variazione nel livello tra una frequenza e l'altra. Questo è importante nelle misure della fedeltà; il responso sull'intera gamma di frequenza può essere considerato costante, quando non varia per più di 1 dB.

Se l'uscita in decibel viene raddoppiata, risulta raddoppiato anche l'apparente aumento del volume del suono, perciò il decibel è una misura diretta dell'udito umano.

Linee di sonorità

Il tracciato delle curve della fig. 2 rappresentano il limite del responso medio dell'orecchio umano alla variazione della intensità del suono. Di esse la curva superiore corrisponde ad una intensità di suono tale che qualsiasi ulteriore aumento d'intensità provoca una sensazione dolorosa nell'ascoltatore ed è nota come « soglia della sensazione »; la curva inferiore, nota come « la soglia dell'udito », rappresenta un suono così basso, che qualsiasi ulteriore diminuzione lo renderebbe inaudibile.

Queste linee rivelano che il responso dell'orecchio umano varia considerevolmente col variare delle frequenze, poichè la variazione è molto maggiore alla soglia dell'udito che non all'altro estremo, cioè alla soglia della sensazione, dove il responso è comparativamente più basso.

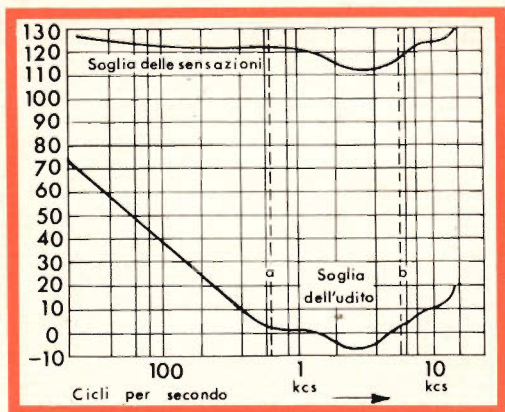



Fig. 2 - Curve del livello di sonorità.

L'orecchio ha la sua massima sensibilità nella gamma di media frequenza tra (a) e (b) e diventa relativamente insensibile sia alle frequenze più basse, che a quelle più alte.

Variazioni individuali

Si potrà notare che in pratica tali linee variano da individuo a individuo, particolarmente nelle persone di età avanzata.

Queste linee o curve derivano da dati statistici, devono essere quindi accettate con una certa riserva, esse offrono tuttavia una valida base caratteristica per il responso dell'orecchio umano.

In una scala verticale 10 dB rappresentano un aumento dell'intensità di suono di 10 volte tanto; 20 dB rappresentano un aumento di 100 volte; 30 dB rappresentano un aumento di 1000 volte.

Originariamente la soglia dell'udito era usata come « zero » o livello di riferimento per il livello acustico, ma ciò non era conveniente a causa delle ampie variazioni che si verificano con la frequenza come indicato dalla curva più bassa. Attualmente, quando è necessario avere un livello « zero » stabile, esso può essere standardizzato in potenza di 10^{-10} watt per centimetro quadrato ad una data frequenza, di modo che i livelli di sonorità siano spaziati su di una scala logaritmica (decibel) che risponda alla legge di Weber.

Gli amplificatori moderni, di alta qualità, hanno spesso una variazione di responso di frequenza considerevolmente minore di 1 dB sopra la gamma scelta, e questa tendenza a costruire un apparecchio « sensibilmente costante » con una fedeltà maggiore di quanto può essere percepito dall'orecchio umano è giustificata, poichè anche nella più semplice catena di giradischi ad alta fedeltà, è il responso di cresta (overall response) che conta — l'uscita dall'altoparlante — e questa sarà la somma algebrica dei componenti dividuali della catena (cioè il pick-up, i filtri, l'amplificatore ed il sistema di altoparlanti) ed è facilmente comprensibile che un responso di cresta (overall response) entro 1 dB richiede una variazione molto minore di 1 dB da ciascuno degli elementi della catena.

Anche se il responso di frequenza di singoli elementi deve essere deliberatamente accentuato o variato per compensare le deficenze inevitabili di altri elementi, poco si può ottenere quando non si cerca di arrivare alla perfezione, specialmente quando la perfezione è così facilmente raggiungibile per mezzo di componenti moderni di amplificazione.

Non è di molta utilità addentrarsi nella teoria del decibel, poichè il tecnico è certamente interessato innanzi tutto all'applicazione pratica di questo elemento, senza contare che — se lo desidera — può trovare quanto gli interessa nella maggior parte dei libri che trattano di telecomunicazioni.

Ad ogni modo, una conoscenza anche minima della teoria è essenziale per una applicazione intelligente di questo elemento ed è opportuno ricordare ancora che il decibel è un rapporto che esiste soltanto quando una quantità è espressa in relazione ad un'altra, oppure ad una data quantità definita come riferimento o livello « zero ».

Questo livello zero può essere un milliwatt, oppure può essere un qualsiasi valore, a volontà, che non è neppure necessario sia indicato, se venfiono eseguite prove comparative.

CONCERT BOY

FM/36 « CONCERT BOY »

RADIOTRANSISTOR PORTATILE FM-OM. 9 TRANSISTOR + 5 DIODI. ANTENNA IN FERROXCUBE PER OM - ANTENNA TELESCOPICA PER FM - CONTROLLO VOLUME E TONO. ALTOPARLANTE ELLITTICO. ALIMENTAZIONE IN CC. A 9 V MEDIANTE 2 PILE DA 4,5 V (I/742-743-745). PESO 1900 g. DIMENSIONI 270 x 180 x 85 **PREZZO L. 41.500**

MILAN - LONDON - NEW YORK

nuovi nastri magnetici Scotch in poliestere

CON L'ALTA FEDELTA'
LA DURATA SENZA LIMITI

Scotch® magnetic tape

STANDARD

102

registrazioni di classe professionale

Scotch® magnetic tape

LUNGA DURATA

150

impiego universale per registrazioni monoaurali e stereofoniche su quattro piste

Scotch® magnetic tape

DOPPIA DURATA

200

registrazioni di alta qualità e lunghissima durata ininterrotta su due e quattro piste

Scotch® magnetic tape

TRIPLA DURATA

290

ventiquattro ore di registrazione continua

3M MINNESOTA ITALIA